



TITLE:

電力用マイクロ波データ伝送回線
の高信頼度化に関する研究(
Dissertation_全文)

AUTHOR(S):

河合, 洋一

CITATION:

河合, 洋一. 電力用マイクロ波データ伝送回線の高信頼度化に関する研究. 京都大学, 1982, 工学博士

ISSUE DATE:

1982-03-23

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r4694>

RIGHT:

電力用マイクロ波データ伝送回線の
高信頼度化に関する研究

昭和 56 年 10 月

河 合 洋 一

電力用マイクロ波データ伝送回線の 高信頼度化に関する研究

河 合 洋 一

DOC
1981
28
電気系

電力用マイクロ波データ伝送回線の 高信頼度化に関する研究

河 合 洋 一

内 容 梗 概

近年、電力系統の拡大強化と系統運用の高度化・複雑化に対応し、電力用情報システムにおいて処理すべき情報量は膨大なものとなっており、これらの情報の高信頼度かつ効率的な伝送が要請されている。特に、自動給電システムや系統保護システムでは高信頼度データ伝送が要求され、通信回線としては主にマイクロ波回線が使用されている。従って、電力用マイクロ波データ伝送回線の高信頼度化が重要な課題である。

著者は、このような情勢に対処するため電力用マイクロ波回線を対象として、

- (1) 通信回線モデル
- (2) CDT方式の伝送品質
- (3) 伝搬設計手法
- (4) 稼働率予測手法

に関する研究を実施してきた。本論文はこれらの成果を総合して系統的にまとめたものである。

本論文の主な結果は次の通りである。

(1) 通信回線モデル

- (i) 14の電力用マイクロ波回線を用いた伝送速度2400bit/s～48kbit/sのデータ伝送試験によりビット誤りのパースト性を調査し、電力用マイクロ波回線にはマルコフ連鎖型の通信回線モデルが適していることを明らかにした。
- (ii) Gilbertモデルについて1字(8ビット)当りの誤りビット数の実測値と計算値を比較検討することにより、多くの電力用マイクロ波回線はGilbertモデルで表現できることを示した。
- (iii) Gilbertモデルが適用できない回線に対しては有限状態数のマルコフ連鎖に基づくFritchmanモデルについて検討し、ビット誤り特性の計算式、必要な状態数、パラメータ推定法を示した。

(2) CDT方式の伝送品質

- (i) CDT方式の伝送品質を評価するためにモンテカルロ法によるシミュレーション・プログラムを新しく開発した。
- (ii) シミュレーション手法により、電力用マイクロ波回線におけるCDT方式の伝送効率とビット誤りのパースト性による影響を受けないことを示した。
- (iii) CDT方式の見逃し誤り率を求め、伝送形式に対する見逃し誤り率最悪値の推定式を示した。

(3) 伝搬設計手法

- (i) 主幹送電系統保護などに使用される長距離マイクロ波回線の伝搬設計問題に対して分枝限定法の考え方を用いて最適解を求める手法を開発した。本手法の特長は次の通りである。
 - ① 費用特性を線形化するとラグランジェの未定乗数法による解が求まるので、この結果を有効に活用した。
 - ② 伝搬設計問題の性質を考慮した分枝の規則を採用することにより計算時間の短縮を図った。
 - ③ スペース・ダイバースチ受信方式の採用の是非を含めた最適解が求まる。
 - ④ 制約条件の変更や追加が容易である。

(4) 稼働率予測手法

- (i) 2 ルート構成マイクロ波回線の稼働率予測式を導いた。
- (ii) 稼働率を測定した試験回線について、実績値と予測値が良く一致し本予測式が有効であることを示した。
- (iii) ルート切換装置信頼度の稼働率に及ぼす影響が大きいため、種々の条件で計算を実施することにより、ルート切換装置の設計及び回線構成にあたり留意すべき点を明確にした。

1981. 10

目 次

内容梗概	1
第1章 序 論	1
1.1 研究の必要性	1
1.2 研究課題	3
1.3 研究動向の概要と方針	4
第2章 電力用マイクロ波回線のビット誤りに関する統計的モデル	6
2.1 緒 言	6
2.2 電力用マイクロ波回線のビット誤り特性	6
2.2.1 試験方式	6
2.2.2 試験回線と伝送品質測定結果	7
2.2.3 クラスタ誤り分布	11
2.2.4 インパルス性雑音によるビット誤りの発生	14
2.3 Gilbert バースト誤り回線 (GBEC) モデルの適用	15
2.3.1 バースト誤り回線モデル	15
2.3.2 GBECモデルの表現	17
2.3.3 GBECモデルの適用	17
2.4 Fritchmanバースト誤り回線 (FBEC) モデルの適用	21
2.4.1 FBECモデル	21
2.4.2 FBECモデルの適用	22
2.4.3 (5, 3) FBECモデルのパラメータ推定法	23
2.4.4 幾何関数の係数決定法	25
2.5 結 言	27
第3章 サイクリック・デジタルデータ伝送 (CDT) 方式の伝送品質	28
3.1 緒 言	28
3.2 CDT方式	28
3.3 CDT方式のシミュレーション	29
3.3.1 シミュレーションのための条件	29
3.3.2 計算時間の短縮	30
3.3.3 プログラムの構成	30
3.3.4 計算時間	33
3.4 伝送効率	34
3.5 見逃し誤り率	35
3.5.1 FBECにおける見逃し誤り率の計算式	35
3.5.2 見逃し誤り率の上限値	36
3.6 結 言	40

第4章 電力用マイクロ波回線の伝搬設計	41
4.1 緒 言	41
4.2 伝搬設計問題	41
4.2.1 問題の定義	41
4.2.2 瞬断率の計算式	42
4.2.3 S D受信方式による瞬断率の改善	43
4.2.4 問題の定式化	44
4.3 分枝限定法による最適伝搬設計手法	45
4.3.1 分枝限定法	45
4.3.2 分枝限定法の適用	46
4.3.3 初期暫定解	48
4.3.4 アルゴリズムの記述	49
4.4 モデル回線に対する適用	51
4.4.1 モデル回線と計算結果	51
4.4.2 要求瞬断率と計算時間	53
4.5 結 言	54
第5章 2ルート構成マイクロ波回線の稼働率予測手法	55
5.1 緒 言	55
5.2 稼働率と計算法	55
5.3 2ルート構成マイクロ波回線の稼働率	56
5.3.1 2ルート構成マイクロ波回線の構成	56
5.3.2 稼働率予測のための仮定	58
5.3.3 無線機系の等価システム	58
5.3.4 伝搬路の等価システム	60
5.3.5 2ルート構成マイクロ波回線の稼働率予測式	63
5.4 稼働率予測式の検討	67
5.4.1 稼働率の実績値と予測値の比較	67
5.4.2 ルート切換装置の総合信頼度に及ぼす影響	67
5.5 結 言	69
第6章 結言と今後の課題	70
謝 辞	71
参考文献	72
付 録	
(1) 用語一覧表	74
(2) 記号一覧表	75
(3) 利用した電子計算機システム	76
(4) インパルス性雑音収集分析装置	77
(5) G B E C モデルのパラメータ推定法	79

(6) G B E C における誤り特性の計算式	79
(7) G B E C のクラスタ誤り分布	80
(8) 稼働率の計算法	80
(9) 著者の関連した文献	83

第1章 序 論

1.1 研究の必要性

わが国における産業の近代化と国民生活水準の向上は電力需要の増加を招来するとともに、電力供給に対し一段と厳しい信頼性と品質が要請されている。電気事業はこれに対処して巨大化・複雑化した電力系統を信頼度高く運用するために、電力系統運用の総合自動化を精力的に推進している。このために通信回線による各種情報の伝送が不可欠である。

わが国の電気事業は自営の通信回線として400 MHz帯無線回線、マイクロ波（2，7，12 GHz帯）回線、ケーブル搬送回線、電力線搬送回線などを所有している。伝送容量が大きく、しかも高信頼度が要求される基幹通信回線には、7 GHz帯マイクロ波回線が使用されている。その他のマイクロ波回線やケーブル搬送回線は主としてローカル通信回線として、400 MHz帯無線回線は移動用通信に使用されている。また、電力線搬送回線は比較的電圧階級の低い送電系統保護のためのキャリア・リレーや送電線の故障点標定に利用されている。以下では、電力系統運用のために使用される通信回線を電力用通信回線と呼ぶが、電力用通信回線はマイクロ波回線が主体となっている。

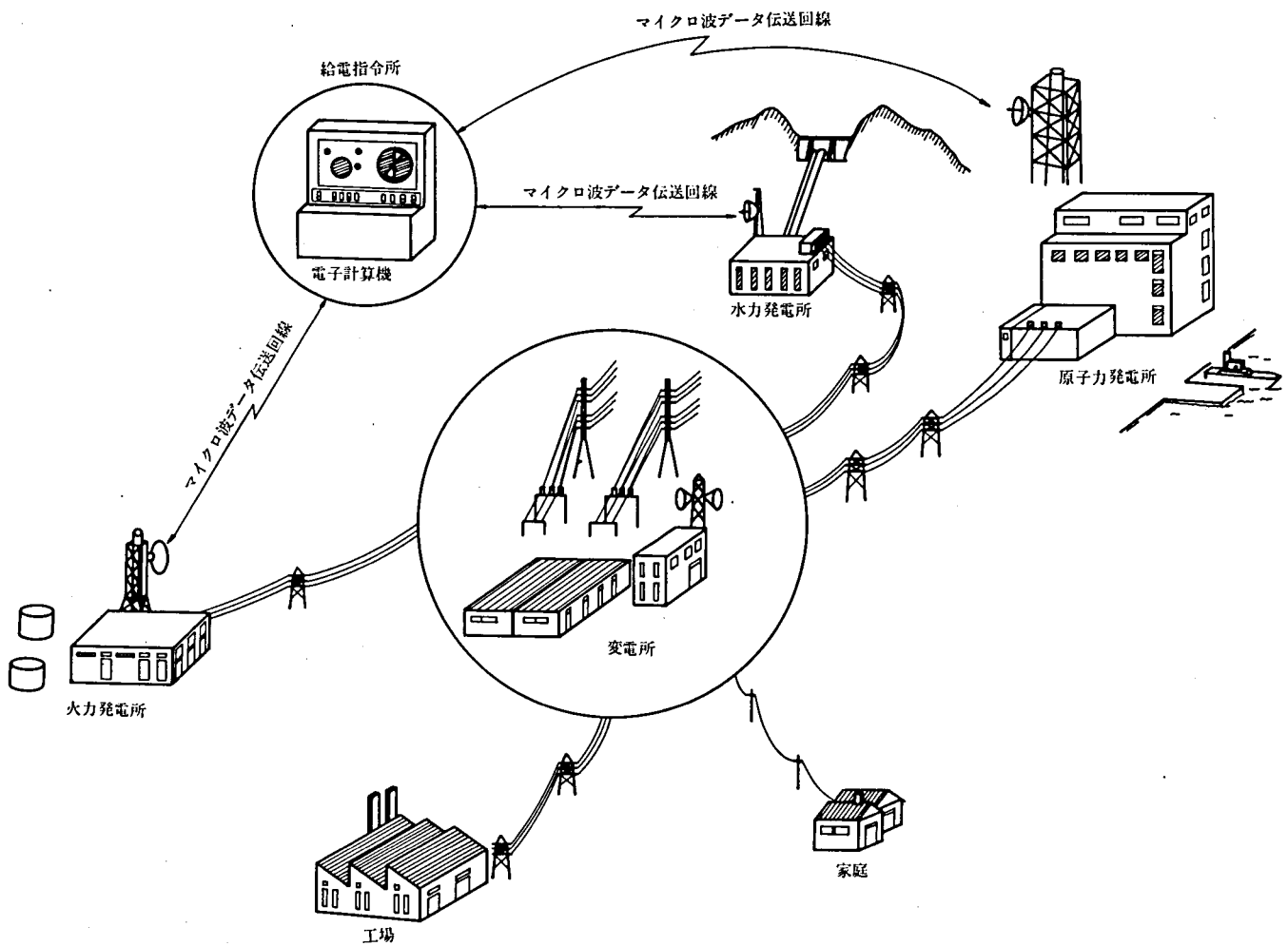
公衆通信回線と比較すると電力用マイクロ波回線は、①情報源が広い地域に点在するために伝送すべき情報量が膨大であり、しかもデジタル・データ比率が大きい。②通信回線の伝送品質および信頼性の良否が電力供給信頼度に直接あられ、一般社会に対する影響が大きい。③中継所が変電所などの電気所構内に設置されるために中継区間長が大きく異なる他、マイクロ波伝搬路も山岳、平野あるいは海上が混合することが多いなどの特徴がある。

電力系統運用自動化システムにおいてマイクロ波データ伝送回線が重要な役割を果たしており、現在実施されている一般的なものには自動給電システムと送電系統保護システムである。

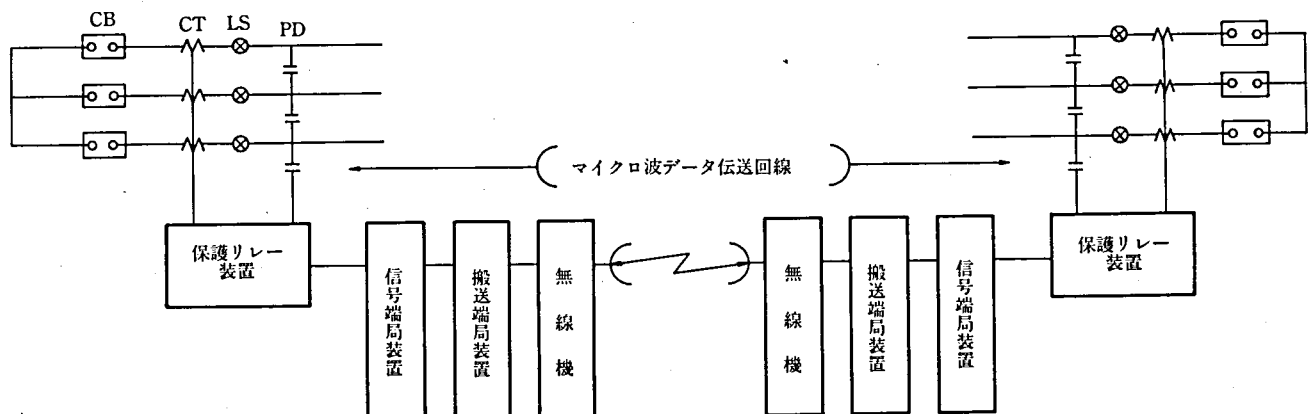
電力系統システムは電力を発電する発電所、電力を輸送する変電所や送電線等と電力を消費する工場、家庭などの負荷から構成され、自動給電システム全体の構成を概念的に示すと第1.1図のようになる。自動給電システムは発電所や送電系統に関する電氣的状態変量などの情報をデータ伝送回線を介して給電指令所に収集し、電子計算機によって品質の良い電力を安定かつ経済的に供給するための制御方法を求め、再びデータ伝送回線を介して各発電所の制御などを行なうものである。ただし、第1.1図は非常に概念的なもので、実際には変電所や給電指令所は電圧階級、制御範囲に従って階層的な構造となっている。

電力系統保護システムは事故の発生した送電線を速やかに電力系統から解列して事故の波及を防止するものであり情報伝送を必要とするが、重要な送電系統の場合はすべてマイクロ波データ伝送回線が用いられている。電力系統保護システムの構成は保護方式により異なるが第1.2図に代表的な例を示す。

このように、電力用マイクロ波回線は電力系統構成と密接に関連しており、今後は①電力系統の拡大に伴って電源の遠隔化・大容量化が進み、送電系統が長距離化・大容量化する。②電力系統全般に対して極めて大きな影響をもたらす超高压送電系統が拡大する。③デジタル技術を駆使した電流差動方式の広域保護リレー、脱調分離リレー、過負荷保護リレーなど新しい保護リレーシステムの導入などが予想されるために、電力用マイクロ波データ伝送回線の高信頼度化が非常に大きな問題となっている。



第 1.1 図 自動給電システムの概念図



第 1.2 図 電力系統保護システムの構成

1.2 研究 課 題

自動給電システムや電力系統保護システムで採用されているディジタルデータの伝送方式は、一般にサイクリック・ディジタルデータ伝送方式である。サイクリック・ディジタルデータ伝送 (Cyclic Digital Data Transmission: 以下C D Tと略称する) 方式は特定の同期用ビット系列を用いるフレーム同期方式の一種であり、伝送されたデータの誤り検出は連送照合とパリティ検査を組合せた方式を採用している。このため、本論文はC D T方式によるマイクロ波データ伝送回線の高信頼度化に関するいくつかの課題について検討を行ない、その成果をまとめたものである。

本論文で使用される主な用語と記号を付録(1)、(2)にそれぞれ一覧表としてまとめた。

データ伝送回線の信頼性は伝送品質と装置故障に関するものに分けられる。伝送品質はビット誤り率、伝送効率(有効データ伝送率)、ブロック誤り率等で評価され、ビット誤り率が基本的な尺度である。

ビット誤り率の劣化要因はガウス雑音や減衰ひずみ、群遅延ひずみ等による雑音のような定常的雑音とインパルス性雑音や瞬断のような瞬時性雑音に大別される。インパルス性雑音は対象とする通信回線の外部に原因があり、瞬断は伝搬条件の時間的变化による受信電力の変動現象、即ちフェージングにより発生する。瞬時性雑音によるビット誤りは雑音継続時間に対応したバースト誤り(時間的に密集して発生するビット誤り系列)となることが多く、特にビット誤り率が小さいデータ伝送回線では瞬時性雑音がビット誤り率を支配する。

電力用データ伝送回線の伝送品質としては見逃し誤り率が特に重要である。これは、誤り制御でビット誤りが検出できないデータが正しく伝送されたものとして扱われるために、自動給電システムの運用に重大な支障となるためである。従って、誤り検出能力の十分な把握が必要となる。

これらの伝送品質評価を行なうには平均的なビット誤り率だけではなくビット誤りの時系列的な発生確率を知る必要がある。このためには、多くの電力用マイクロ波回線を使用した実測により、ビット誤り発生を統計的に表現できる通信回線モデルを求めることが必要である。

次に、伝搬設計問題について述べる。伝搬設計とは伝搬条件を考慮して送信出力やアンテナ系などを決めることである。瞬時性雑音の内、インパルス性雑音は発生原因が多岐にわたるため回線設計時の定量的な評価が困難である。しかし、瞬断については数多い実測データを基礎にしたフェージング発生確率の推定法が確立されており、これにより与えられた伝搬ルートの瞬断率を求めることができる。

電力用マイクロ波データ伝送回線の場合は長距離のため中継数が多い上に各中継区間長が大巾に異なったり、また異なる種別の伝搬路が多いので、総合的な伝搬設計が非常に困難である。このため、電子計算機を利用した最適伝搬設計手法の開発が望まれている。

最後に、装置故障による信頼性を検討するためには装置故障率と故障修復時間を合わせて総合的に考慮しなければならないが、稼働率で評価するのが一般的である。対象とするシステムにおいて構成装置の動作状態監視や故障発生時の修復作業などシステムの所定機能を維持するために行なう処置全般を保全と呼んでおり、システムの稼働率は保全体制に大きく影響される。電力用マイクロ波データ伝送回線は高い稼働率が要求されるために原則としてルート予備方式が採用され、2ルート構成となっている。従って、装置故障に対する信頼性設計のために、2ルート構成マイクロ波回線について構成装置の稼働率と総合稼働率との関係を明らかにし、特にルート切換装置の総合稼働率に及ぼす影響を明確にする必要がある。

以上より、本論文でとりあげた課題は次の通りである。

- (1) バースト誤り回線としての電力用マイクロ波回線におけるビット誤り発生を表現するモデルの実験的検討
- (2) C D T方式の伝送品質評価
- (3) 多中継電力用マイクロ波回線の最適伝搬設計手法

1.3 研究動向の概要と方針

第2章は実用されている多くの電力用マイクロ波回線を用いたビット誤りのバースト性に関する試験を実施し、電力用マイクロ波回線のビット誤り発生を統計的に表現する通信回線モデルについて述べたものである。

電話回線を介してデータ伝送する場合に、バースト誤りが発生することは良く知られている。このために、1960年にE. N. Gilbertが2状態マルコフ連鎖によるバースト誤り回線モデルを発表して以来、多くの新しいモデルが提案されている。これらはビット状態の時系列をマルコフ連鎖で表わすマルコフ連鎖型モデルとビット誤り発生間隔分布などのビット誤り発生に関する統計量を直接特定の関数で近似するモデルに大別できる。

電力用マイクロ波回線についてはビット誤り率の調査が多くの回線について実施されてきたが、モデル化を目的としてバースト誤りの実態を検討した例はなかった。

今回実施した一連のバースト誤りに関する試験により、電力用マイクロ波回線はマルコフ連鎖型モデルが適用できる見通しを得たので、数学的取扱いの容易さを考慮してE. N. Gilbertによって提案されたマルコフ連鎖型の通信回線モデルについて電力用マイクロ波回線への適用を検討した。1字(8ビット)当りの誤りビット数によって分類した誤字率分布の実測値と通信回線モデルから得られる計算値との比較により、電力用マイクロ波回線の場合はE. N. Gilbertの通信回線モデルがビット誤りのバースト性を良く表現することを示した。さらに、この通信回線モデルにおける基本的なビット誤り特性の計算式について既に報告されているものを整理するとともに、クラスタ誤り発生確率等に関する計算式を追加してまとめた。

また、E. N. Gilbertの通信回線モデルより厳密なモデル化が必要な場合のために、有限状態数のマルコフ連鎖を基本とした通信回線モデルの適用についても検討を行ない、ビット誤り特性の計算式、必要な状態数、およびパラメータ推定法を示した。

第3章では第2章で得られた通信回線モデルを用いることにより、CDT方式のバースト誤り回線における伝送品質評価を行なった結果について述べる。

CDT方式はフレーム同期方式を採用し、誤り制御は連送照合とバリティ検査を組合せた方式で行なっている。電力用通信回線の伝送品質としては伝送効率と見逃し誤り率が重要であるが、バースト誤り回線を介してCDT方式でデータ伝送する場合に対するこれらの伝送品質の定量的評価が十分なされていなかった。

CDT方式の伝送品質を解析的に評価することは困難であるので、モンテカルロ法によるデータ伝送シミュレーション・プログラムを開発し、本プログラムを用いて伝送効率および見逃し誤り率について検討した。ただし、実際使用されている伝送形式を持つCDT方式の見逃し誤り率は非常に小さいのでシミュレーション手法で求めようとする、多大の計算時間を必要とする。このため、見逃し誤り率については近似式を導出するとともに、実用的な最悪値を求めた。

第4章では多中継電力用マイクロ波回線の場合に典型的と考えられる最適伝搬設計問題を組合せ問題として定式化し、分枝限定法による解法を示した。この問題はフェージングによる瞬断率の要求を満足し、各区間の送信出力とダイバシティ受信方式の採用を含めたアンテナ系を最も経済的に定めるものである。

従来、伝搬設計は手計算により試行錯誤的な方法で行なわれてきたが、電力用長距離マイクロ波回線の場合は各中継区間の長さが大きく異なるほか伝搬路も山岳、平野、海上が混在することが多いために設計手順ははん雑となり、また総合的な最適設計を求めることは困難である。このため、電力用マイクロ波回線について電子計算機に適した最適伝搬設計手法の開発が望まれていたものである。

第5章では高信頼度データ伝送のために用いられる2ルート構成のマイクロ波回線を対象として、保全性工学の立場から稼働率予測法について述べた。

既に、予備機を持つマイクロ波無線機系について修復時間を考慮した稼働率の予測式が求められている。しかし、通信回線に要求される信頼性は通信回線総合の信頼性であるため、および要求信頼度を満足する通信回線を経済的に施設するために、構成装置の信頼度と総合信頼度の関係を明確にする必要がある。

信頼度の尺度として稼働率を採用しているが、電気事業ではマイクロ波回線に使用している装置について定期的に信頼性実績を調査しているので、構成装置の分け方はこれらの実績データより稼働率の予測が可能であるよう配慮した。また、伝搬路におけるフェージング発生はマイクロ波回線を一時的に不通とする原因であるので、フェージングを自復性のある故障と考えることにより伝搬路も信頼度的に直列な装置と見做した。

2ルート構成マイクロ波回線の場合はルート切換装置の総合稼働率に及ぼす影響が大きいため、この問題を本予測手法の適用例として検討した。

第6章において今後に残された問題についてまとめた。

なお、本論文に関連して多くのプログラムを開発したが、その作成の一部および実行のすべては付録(3)に示した電子計算機システムを利用して行なった。

第2章 電力用マイクロ波回線のビット誤りに関する統計的モデル

2.1 緒言

通信回線を介してデータ伝送をする場合、一定の長さのデータに必要な応じた冗長性を付加し通信回線におけるビット誤りの検出あるいは訂正を行なう。これを誤り制御と呼んでいるが、重要なデータ伝送回線では誤り制御は不可欠となる。誤り制御方式の性能は伝送効率およびビット誤りの検出、訂正能力によって評価される。データの冗長性を大きくするとビット誤りの検出、訂正能力は良くなるが伝送効率が悪くなるので、利用目的によりこれらの協調を図らねばならない。

通信回線としてマイクロ波回線を用いるとビット誤りは独立に発生すると考えられるものの他、何らかの原因で密集して発生することが多い。時間的に近接し互いに関連があると見られるビット誤りの集合をバースト誤り、バースト誤りの発生する通信回線をバースト誤り回線と呼んでいる。これに対してビット誤りの発生が独立である回線をランダム誤り回線と呼ぶ。ランダム誤り回線における誤り制御方式の性能評価はバースト誤り回線におけるよりも容易である。しかしビット誤り率が同じであるとする、一般にそれぞれの回線における誤り制御方式の性能は著しく異なる。特に、バースト誤り回線における誤り検出能力はランダム誤り回線におけるそれよりも相当悪くなる。

電力用マイクロ波回線によるデータ伝送実用化のために昭和38年から40年にかけて広範囲な試験が実施され、音声帯域(4kHz)を用いた1200 bit/sの安定なデータ伝送が可能であることが明らかになった。^(2.1)これより、電力各社では自動給電システムが大いに進展することとなった。

この一連の試験を総合して、ビット誤り特性に関する次のような結果を得た。

- (1) ビット誤り率は $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 程度である。
- (2) ビット誤りの連続性は1ビット単独が70～90%、2ビットが10～20%、3ビットが0.5～6%、4ビット以上では1%以下で全体としてはほぼ指数関数的に減少する。

結果(2)はビット誤りの発生が独立でないことを示している。無線回線を介してデータ伝送する場合、ビット誤りが密集して発生する傾向が強いことは電力用マイクロ波回線に限らず種々の試験により確められている。このため、バースト誤りを表わす通信回線モデルがいくつか提案されている。

電気事業においてはその後、より高速度のデータ伝送の必要性が高まったので、昭和45～47年に多くの電力用マイクロ波回線を用いて伝送速度48kbit/sまでのデータ伝送試験を実施した。これらの実測データをもとに、電力用マイクロ波回線のビット誤り発生を表現するために適した通信回線モデルについて検討を行なった。

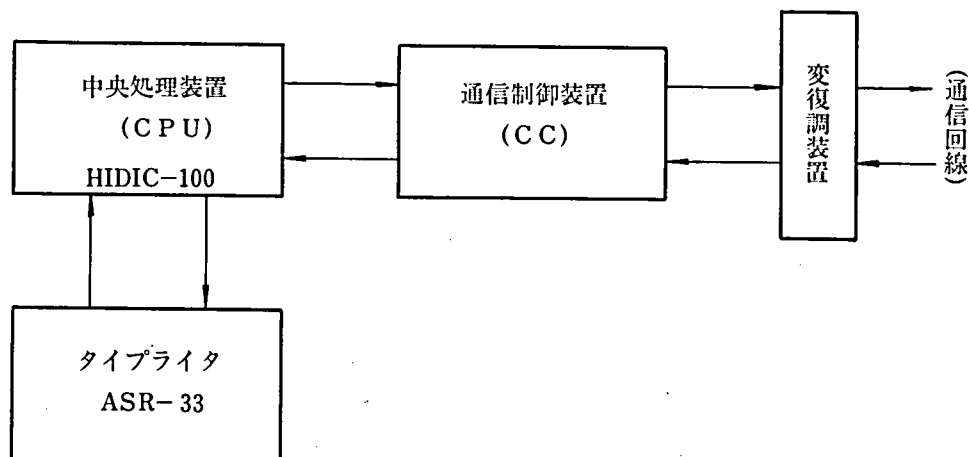
2.2 電力用マイクロ波回線のビット誤り特性

2.2.1 試験方式

通信回線をバースト誤り回線としてモデル化するためにはビット誤り発生の相関に関するいくつかの統計量を測定する必要がある。一般の通信回線試験装置はビット誤り率の測定を目的としているので、モデル化の検討には利用できない。

電力用データ伝送回線は利用目的に応じて変調方式や伝送速度が異なっているが、これらに対して変復調装置の交換のみでビット誤り率の測定が可能な小型電子計算機を主体とする新しいデータ伝送試験装置が開発されている。^(2.2)本装

置は中央処理装置（CPU）とタイプライタから成る最小構成の小型電子計算機システムに通信制御装置（CC）を付加したもので、その構成を第 2.1 図に示す。CPU はプロセス制御用電子計算機 HIDIC-100 で主な諸元を第 2.1 表に示す。



第 2.1 図 データ伝送試験装置の構成

また、本装置の主な機能は次の通りである。

- (1) 送信データの発生およびビット誤りの検出、処理は CPU で行なう。
予め、100 ワードの擬似ランダムデータをコアメモリに格納しておき、これを繰返し送信する。
- (2) CC 内に水晶発振器を置いて伝送速度相当のクロックパルスを発生し、ビット同期の抽出およびデータの並直、直並列変換を行なうことにより受信データを作成する。
- (3) 送受信データ比較のための伝送遅延補償は自動的に行なう。
- (4) 伝送速度は 48 kbit/s まで対応できる。
- (5) 外部タイマにより、一定の時間々隔で試験結果をタイプライタに出力する。
- (6) 基本的な測定項目は次の 2 つである。

- (i) 送信ビット数と誤りビット数
- (ii) 1 バイト（8 ビット）の誤りビット数による分類

この方式によれば、長さ 1600 ビットのビット誤り系列がコアメモリに記憶されるので、プログラムの追加により任意のビット誤りパタンの発生回数を求めることができる。

今回、新たに追加した測定項目は次の通りである。

- (1) クラスタ誤り分布（最大クラスタ誤り長 6 ビット）
- (2) Gilbert パースト誤り回線モデルのパラメータ推定に必要なビット誤りパタンの発生回数

本章の実測データはすべて新しくソフトウェア機能を追加したデータ伝送試験装置を利用して得たものである。

2.2.2 試験回線と伝送品質測定結果

現在、自動給電用データ伝送は主として音声帯域を用いた伝送速度 12 00 bit/s までの周波数変調方式によっている。

第 2.1 表 HIDIC-100 の主な諸元

主記憶装置	形 式	固定語長
	記 憶 容 量	4000 語
	1 語 の 大 き さ	16 ビット
	サイクルタイム	2 μ s
加 算 速 度		16.5 μ s

しかし、自動給電システムの発展に伴って大量のデータを短時間に効率的に伝送することが必要となり、高速度データ伝送に対する要請が高まってきた。この間に一般のデータ伝送分野において高速度データ伝送に関する研究が進められ、CCITT（国際電信電話諮問委員会）より音声帯域における2400bit/s（4相位相変調方式）および4800bit/s（8相位相変調方式）のデータ伝送方式に関する勧告が出されている。

また、事務機械化の進展による電子計算機相互間の大容量データ伝送やマイクロ波保護リレーシステムの導入による超高速度データ伝送の必要性が次第に強くなり、広帯域を使用する超高速度データ伝送も電気事業において利用されるう勢にある。基礎群帯域（48kHz）を使用する残留側帯波振幅変調方式によるデータ伝送方式もCCITTによる勧告が出されている。

このため、多数の実用マイクロ波回線を用いて伝送速度1200bit/s～48kbit/sのデータ伝送試験が実施された。^{(2,3)(2,4)} これらの試験で使用された変復調装置の概要を伝送速度別に第2.2表にまとめて示す。

第2.2表 変復調装置の概要

伝送速度 (bit/s)	1200	2400	4800	12k	42k	48k
適用回線	4線式専用 電話回線	同 左	同 左	基礎群帯域回線	同 左	同 左
変調方式	周波数	4相差動位相	8相差動位相	周波数	4相差動位相	残留側帯波 振幅
搬送周波数 (Hz)	1.8k	1.8k	1.8k	84k	84k	100k

試験回線名とその構成は第2.2図の通りである。これらの回線は東北電力㈱、関西電力㈱、九州電力㈱および電源開発㈱各社管内にある。その他にも試験を実施した回線があるが、試験期間中のビット誤り数が少なくパースト性の検討ができないので除いてある。検討の対象外とした回線は電力会社本店所在地のマイクロ波過密地域から離れており、他回線による影響が少ない回線である。

ビット誤り率の測定結果は次のようにまとめることができる。

(1) 試験回線のビット誤り率測定結果は第2.3表に示す通りで、殆どの回線のビット誤り率は 10^{-5} 以下でありビット誤り率 $10^{-6} \sim 10^{-7}$ の回線が多い。

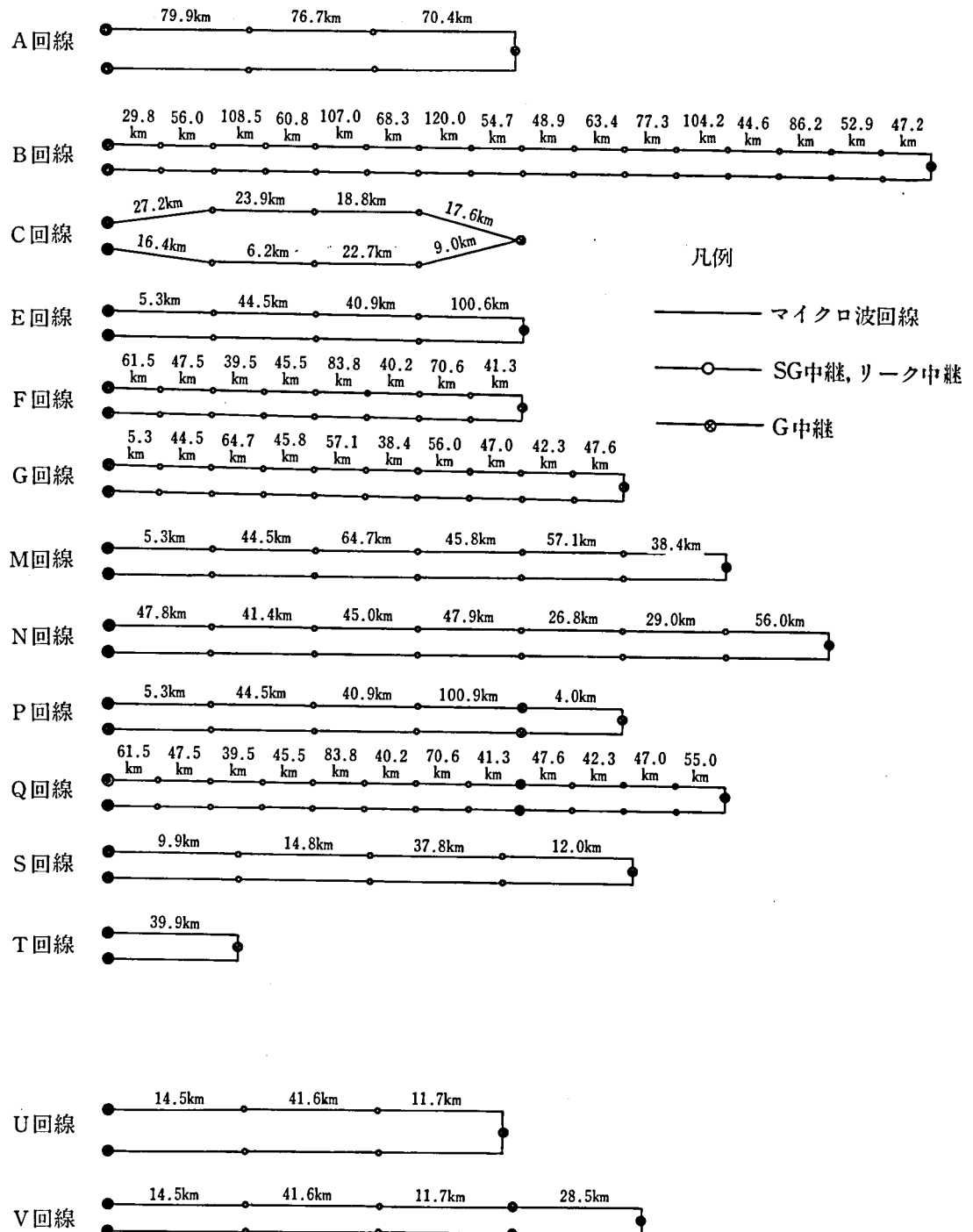
(2) ビット誤り率の時間帯分布を求めると、多くの試験回線で勤務時間帯のビット誤り率は勤務時間帯以外のそれよりも約1桁大きくなっている。伝送速度毎にビット誤り率時間帯分布の例を第2.3図に示す。

第2.3表によると、試験回線B、GおよびQのビット誤り率が比較的大きいが、これらは長距離回線であり、さらに一部に旧型の真空管式無線機が使用されている区間があるためである。また、基礎群帯域におけるビット誤り率は平均的に音声帯域におけるそれより1桁以上小さいが、同一回線では基礎群帯域の方がビット誤り率が若干大きくなっており、基礎群帯域についてのみ試験した回線S、T、UおよびVは比較的短距離である。これらの点を考慮すると、ビット誤り率は伝送速度にあまり関係なく使用する回線で決まることができる。

勤務時間帯のビット誤り率劣化現象は搬送機器の過負荷や隣接回線からの漏話などによるインパルス性雑音が定常的なガウス雑音に重畳することにより起るものである。

ガウス雑音によるビット誤りの発生は互いに独立であり1ビット単独のものが圧倒的に多い。これに対してインパルス性雑音によるビット誤りは雑音の継続時間に対応して密集して発生する。従って、電力用マイクロ波回線はパースト誤り回線と考えなければならないが、パースト誤り回線の基本的な特性であるクラスタ誤り分布の測定結果は次節で述べる。また、イ

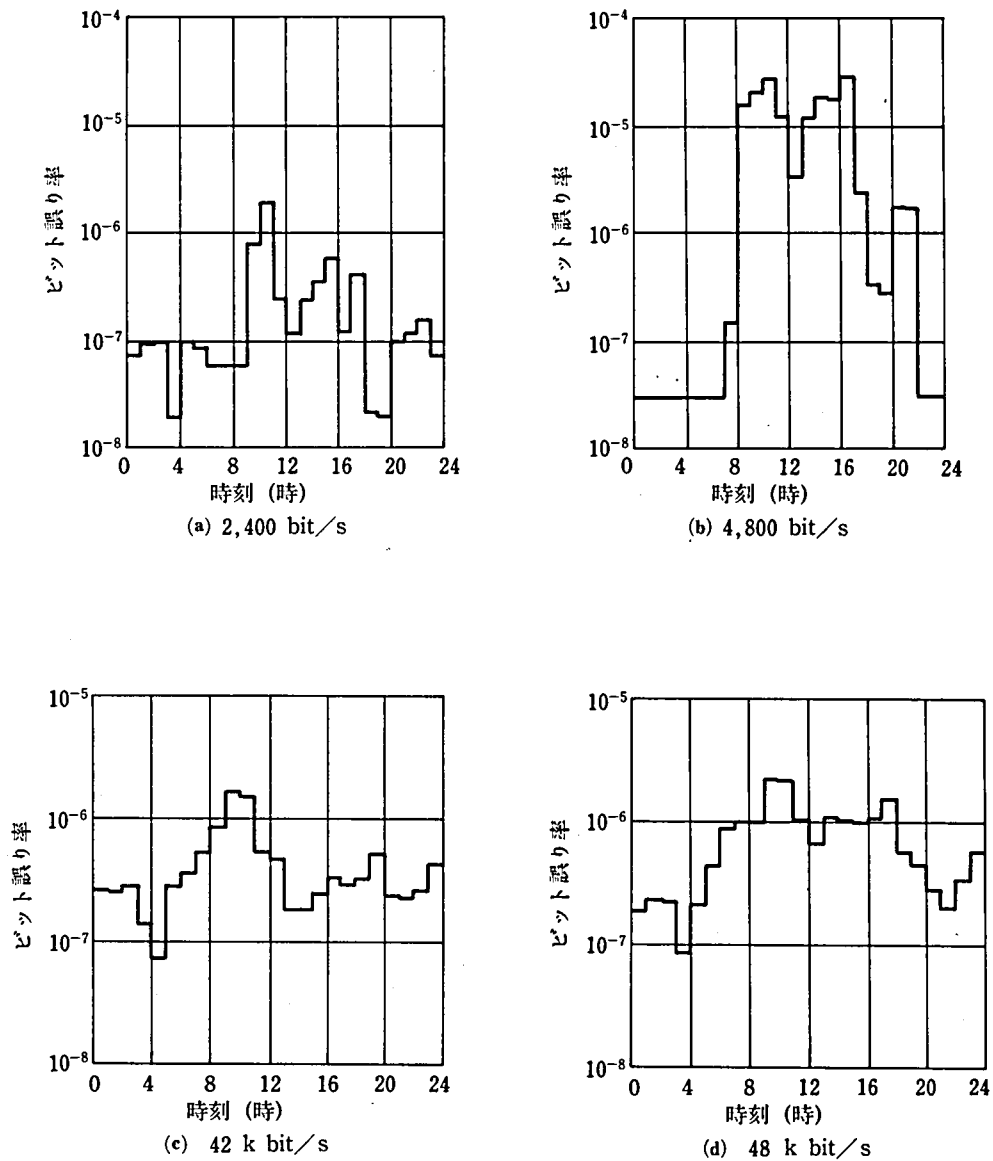
ンパルス性雑音によるビット誤りの発生に関する実験を行なったのでその結果を第2.2.4節で述べる。



第2.2図 試験回線の構成

第2.3表 試験回線のビット誤り率

試験 回線	帯域 速度	音 声 帯 域		基 礎 群 帯 域		
		2,400 bit/s	4,800 bit/s	12 k bit/s	42 k bit/s	48 k bit/s
A		1.9×10^{-7}	1.0×10^{-6}		3.9×10^{-7}	2.5×10^{-6}
B		1.2×10^{-5}	8.1×10^{-5}			
C		1.5×10^{-7}				
E		9.2×10^{-6}	1.5×10^{-6}			
F		1.2×10^{-7}	2.9×10^{-7}		1.9×10^{-7}	8.9×10^{-7}
G		1.2×10^{-5}	2.8×10^{-5}			
M		6.4×10^{-6}	2.8×10^{-5}			
N		2.5×10^{-7}	1.3×10^{-6}			
P		3.3×10^{-6}	1.1×10^{-5}			
Q		3.2×10^{-5}	1.6×10^{-4}			
S				8.9×10^{-8}	3.0×10^{-7}	6.9×10^{-7}
T					1.6×10^{-9}	3.2×10^{-9}
U					3.6×10^{-11}	3.5×10^{-9}
V						2.0×10^{-8}



第 2.3 図 平日のビット誤り率時間帯分布

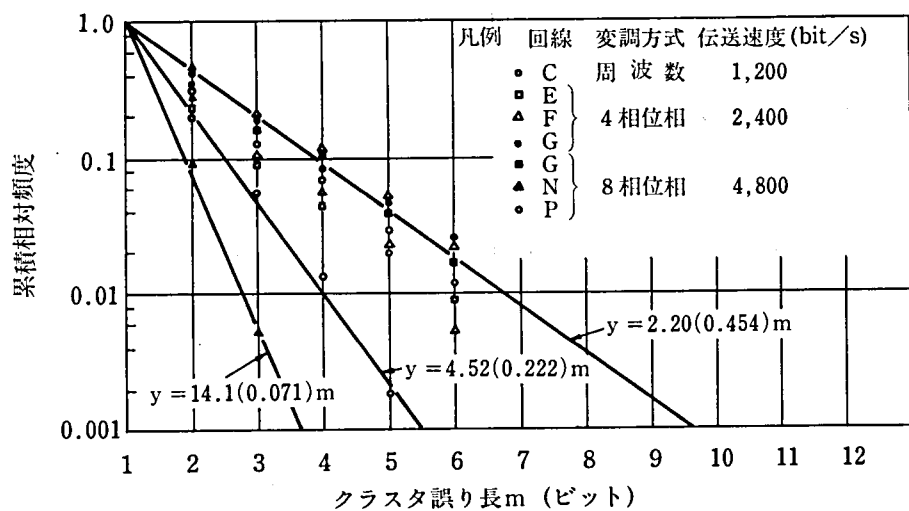
2.2.3 クラスタ誤り分布

クラスタ誤りの長さに対する発生確率分布をクラスタ誤り分布と呼ぶ。電力用マイクロ波回線のクラスタ誤り分布を実測した結果、これらは高々 2 次の幾何分布で良く近似できることが明らかになった。1 次幾何分布で表わされるクラスタ誤り分布を第 2.4 図に、2 次幾何分布で表わされるクラスタ誤り分布を第 2.5 図に示す。それぞれの図は複雑になるのを避けて帯域別に分け、規格化した累積相対頻度分布で表した。また、図中の実線は幾何分布のパラメータと分布特性を例示したものである。

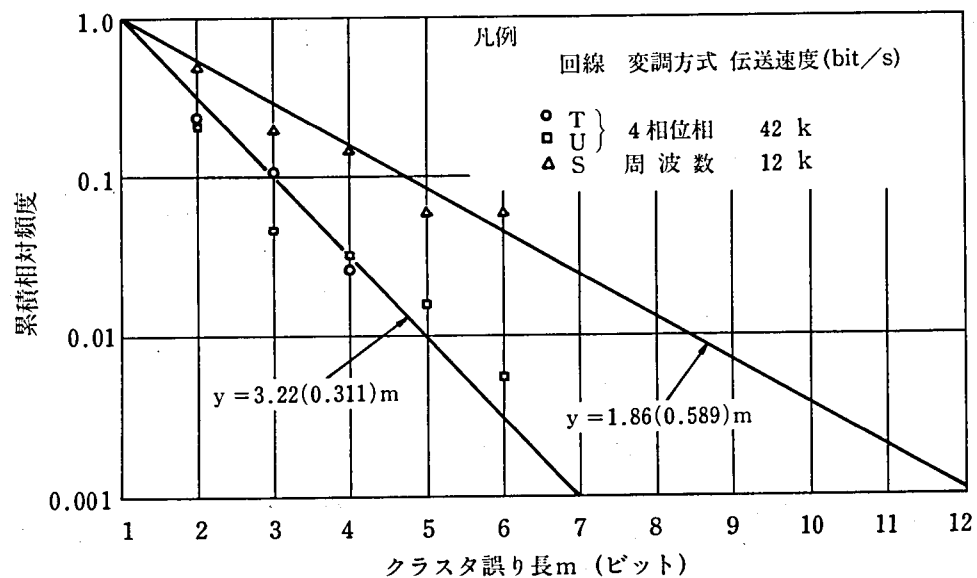
なお、基礎群帯域を使用する 48 k bit/s のデータ伝送試験もいくつかの回線において行なった。しかし、この場合

(注) 次式で表わされる関数 $f(x)$ を n 次幾何関数と定義する。

$$f(x) = \sum_{i=1}^n a_i b_i^x \quad (a_i > 0, 1 > b_i > 0)$$

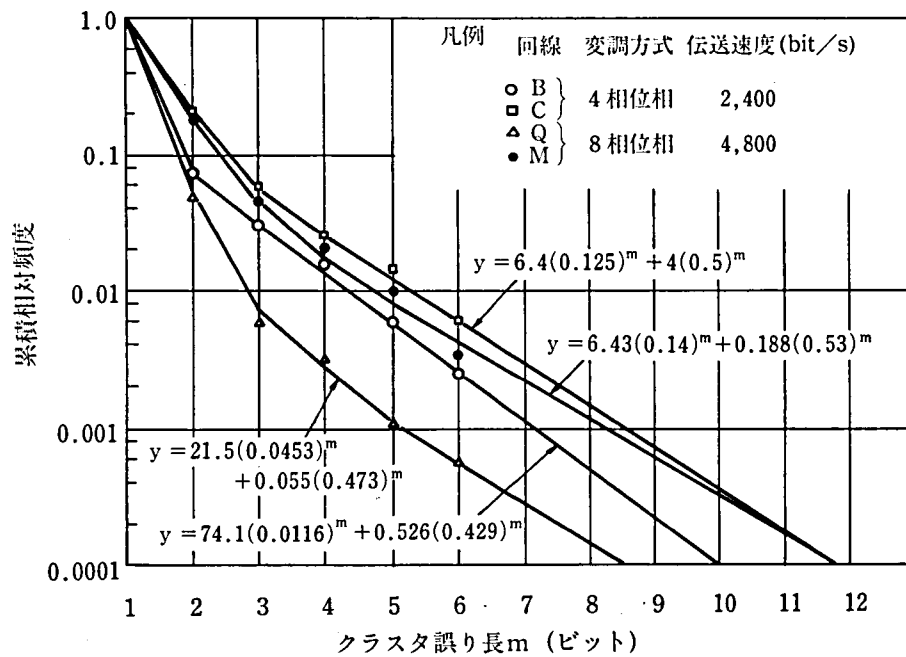


(a) 音声帯域

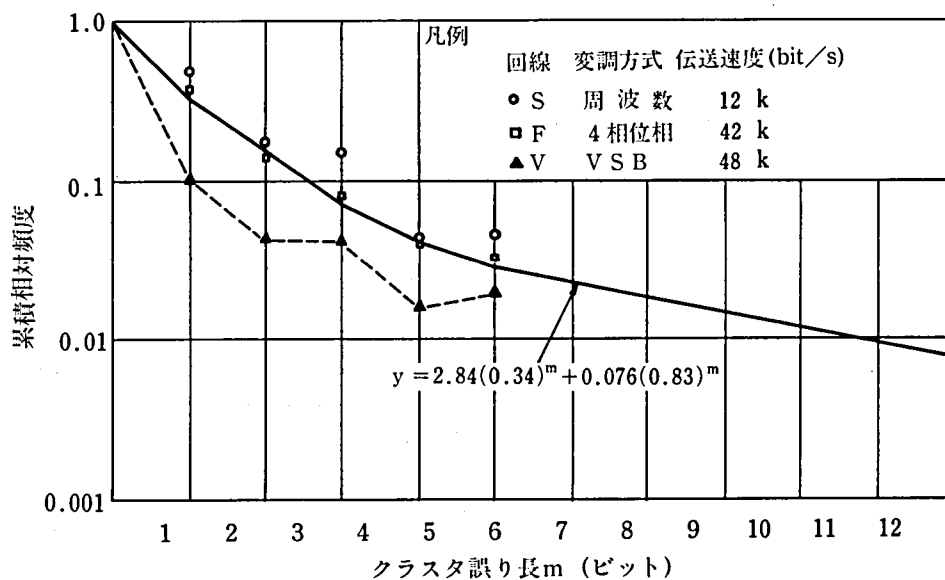


(b) 基礎群帯域

第 2.4 図 電力用マイクロ波回線におけるクラスタ誤り分布(1)



(a) 音声帯域



(b) 基礎群帯域

第 2.5 図 電力用マイクロ波回線におけるクラスタ誤り分布(2)

は、変復調装置にCCITTに従うスクランブラ（生成多項式 $=1+x^{17}+x^{20}$ ）およびデスクランブラが含まれておりビット誤り系列はこれらによって変形されるので、第2.5図(b)に代表的なクラスタ誤り分布の例を破線で示すのみに留めた。

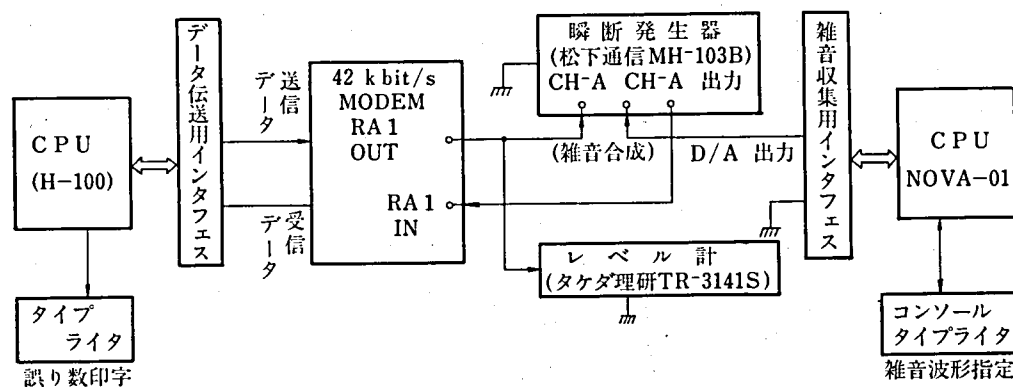
物理現象と結びついて論じられる最も基本的な時系列はマルコフ過程である。ビット誤り発生を統計的に把握するためにはクラスタ誤り分布とこれに対して双対の関係にある無誤りが連続する確率を合わせた検討が必要である。しかし、ビット誤りの発生する状態が連続する確率に相当するクラスタ誤り分布が幾何分布で表わされることは、状態を適当に定義することによって電力用マイクロ波データ伝送回線を単純マルコフ過程で表現できることを示唆するものである。

マルコフ過程によるバースト誤り回線をモデル化する際に、クラスタ誤り分布が1次幾何分布であればビット誤りの発生し得る状態は1つで良く、また2次幾何分布となる場合はさらに1～2状態の追加で対応できる。従って、電力用マイクロ波データ伝送回線は状態数の少ない簡単なマルコフ連鎖型モデルの適用が可能である。

2.2.4 インパルス性雑音によるビット誤りの発生

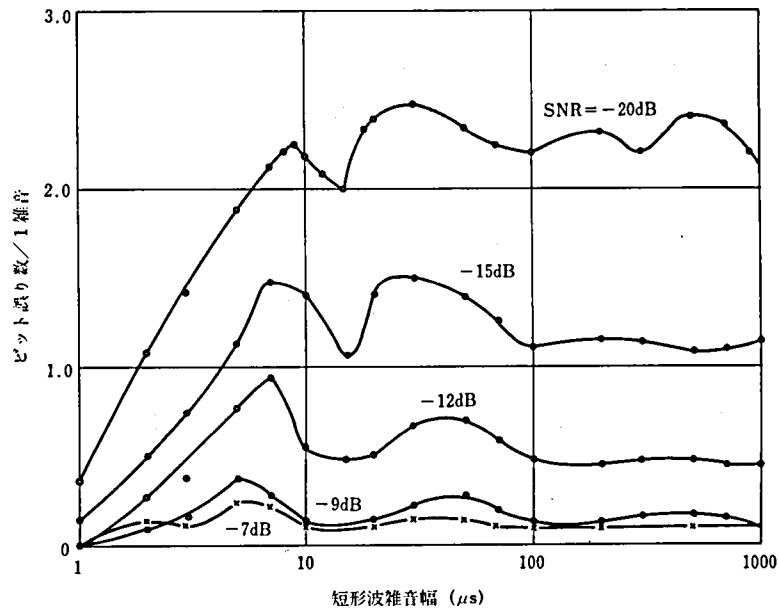
電力用マイクロ波回線のデータ伝送品質測定結果より、インパルス性雑音によってビット誤り率が大きく劣化する場合があることが明らかになった。インパルス性雑音のデータ伝送品質に及ぼす影響は雑音の発生原因が多岐にわたるために定量的把握が困難である。しかし、インパルス性雑音の問題は高信頼度データ伝送回線を実現するために非常に重要であるのでCCITTで主要なテーマとして検討中である。電々公社においてもインパルス性雑音に対する規定を定めるため、実用回線における実態の把握と評価法についての検討を行なっている。ここでは比較的インパルス性雑音に対して強い4相差動位相変調方式（伝送速度42 kbit/s）の場合におけるインパルス性雑音とビット誤り発生との関係について述べる。

インパルス性雑音によるビット誤り数測定回路を第2.6図に示す。雑音は矩形波雑音とし、雑音源は付録(4)に概要を述べてあるインパルス性雑音収集分析装置のD/A変換器出力を用いた。矩形波雑音の巾と大きさはコンソール・タイプライタから任意に指定でき、この雑音と搬送波を高速形瞬断発生装置により合成して変復調装置の入力としている。ビット誤りの検出および計数は既述のデータ伝送試験装置により行なった。



第2.6図 インパルス性雑音によるビット誤り数測定回路

矩形波雑音の1回当たりのビット誤り数は第2.7図の通りである。ビット誤り数は1つの雑音波形について1000回（0.4 s 間隔）印加した場合の平均値を表わし、信号対雑音比SNRは信号レベルの雑音波形ピーク値に対する比である。



第 2.7 図 矩形波雑音によるビット誤り数

雑音巾を $1\mu\text{s}$ から増大すると $5\sim 9\mu\text{s}$ (変調間隔の約 $1/10\sim 1/5$) 程度まで雑音巾に比例してビット誤り数が増加するが、搬送周波数を中心に帯域内スペクトルの小さい雑音巾 $12\mu\text{s}$ でいったんビット誤り数が低下する。それ以上ではほぼ一定値に収束するが、これは差動位相変調方式であるためである。雑音巾が変調間隔 ($47.6\mu\text{s}$) の2倍以上であれば1雑音当りのビット誤り数は SNR が -12 , -15 , -20 dB のそれぞれに対して約 0.5 , 1.3 , 2.5 である。

差動位相変調方式は他の変調方式に比べ雑音に対して有利であるが、この方式でも巾数 μs のインパルス性雑音によりビット誤りが発生するので、インパルス性雑音の実態を十分把握しておく必要がある。

著者はデータ伝送回線におけるインパルス性雑音を収集し、“教師なし学習法則”に従って代表的な雑音波形を自動的に分類・抽出するインパルス性雑音収集分析装置を既に開発している。本装置の方式や構成および実測データについて付録(4)に述べてあるが、この装置により雑音の発生原因や経路を糾明することが可能である。現在、殆んど実測データがないが、今後は本装置が電力用マイクロ波回線の利用目的や使用状態に応じたインパルス性雑音の発生状況調査に役立ち、回線設計時におけるインパルス性雑音の評価法確立に貢献できるものと期待している。

2.3 Gilbertバースト誤り回線(GBEC)モデルの適用

2.3.1 バースト誤り回線モデル

2元デジタルデータを伝送する時、通信回線は第 2.8 図のように表わすことができる。出力 y_i は入力 x_i と雑音 e_i の和で e_i , y_i は x_i に同期して変化し、これらの値はすべて0または1である。入力ビット系列を $X = \{x_1, x_2, \dots\}$, 対応するビット誤り系列を $E = \{e_1, e_2, \dots\}$ とすれば出力ビット系列 $Y = \{y_1, y_2, \dots\}$ は $Y = \{x_1 \oplus e_1, x_2 \oplus e_2, \dots\} = X \oplus E$ と表わせる。ここに、 \oplus は排他的論理和である。

第 2.8 図の通信回線のビット誤り特性を求める問題は雑音源により発生するビット誤り系列 E を統計的に表現する問題となる。簡単のため系列 E と X は相関がないものとする。系列 E の要素は1または0でそれぞれ伝送されるデータが

誤りが正しく受信されるかに対応する。

通信回線がランダム誤り回線であればビット誤り系列 E の各要素 e_i はそれぞれ独立に定まるが、バースト誤り回線の場合はそれらが互いに相関をもつことになる。バースト誤りの定義はいくつか提案されているがここでは次の定義を採用する。^(2.6)

〔バースト誤りの定義〕

次の条件を満足する系列をバースト限界 L 、長さ b のバースト系列と言う。この系列の0を誤りなし、1を誤りと考える時、この系列をバースト限界 L 、長さ b のバースト誤りと言う。

- (1) 系列の始めと終りは1である。
- (2) 系列の始めの1の前および終りの1の後の長さ L の系列はすべての要素が0である。
- (3) 系列の中にすべての要素が0かつ長さが L またはそれ以上の系列を含まない。

即ち、バースト限界 L 、長さ b のバースト誤りとは次のようなビット誤り系列である。ただし、 \times は0また1であるが0が L 個連続することはない。

$$\overbrace{00\cdots0}^L \quad \overbrace{1\times\times\cdots\times1}^b \quad \overbrace{00\cdots0}^L$$

バースト限界を1としたバースト誤りは連続誤りとなるが、これがクラスタ誤りである。

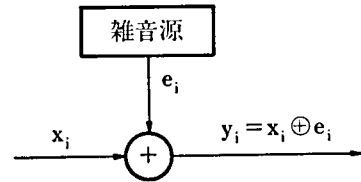
以下で種々のビット誤り系列の発生確率を扱うのでその表現法について述べる。長さ n のビット誤り系列 $E_n = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n)$ の発生確率は $P(E_n)$ で表わす。 E_n の要素がすべて同じ値、たとえば1であるときは $E_n = (1^n)$ と書く。この表現法によると次のビット系列の発生確率は $P(1^m 0^{n-m})$ と書ける。

$$\overbrace{11\cdots1}^m \quad \overbrace{00\cdots0}^{n-m}$$

ある時点で要素 β_0 が既知のとき、続いて系列 E_n が発生する条件付確率を $P(E_n | \beta_0)$ で表わす。通信回線の状態系列の発生確率についても同様である。

1960年にE. N. Gilbertの2状態マルコフ過程によるバースト誤り回線モデル^(2.7)が発表されて以来、電話回線や長距離短波回線をデータ伝送回線として利用する場合のビット誤り発生に関する統計的モデルを求めるために多くの試験が実施された。これらの試験結果により、いずれの場合もビット誤り特性を表現するためにはGilbertのモデルでは不十分であることが指摘されて多くの新しいモデルが提案された。これらはマルコフ過程を用いるマルコフ連鎖型モデルとビット誤り発生間隔分布などの統計量を特定な関数で表現するモデルに大別できる。後者のモデルを非マルコフ連鎖型モデルと呼ぶことにする。

マルコフ連鎖型モデルの例としては次節で述べるGilbertのモデルにおいて状態 G でも小さい確率でビット誤りが発生するとしたもの^(2.8)、状態 G および B をさらに分割したもの^{(2.9)(2.10)}がある。これらのマルコフ連鎖型モデルはマルコフ過程の状態と通信回線の実際の状態を対応させる考え方によっている。これに対して通信回線の状態と直接関係なく、結果として得られるビット誤り系列の発生確率をできるだけ忠実に表現しようとしたモデルがB. D. Fritchmanにより提案された。^(2.11)一般にマルコフ連鎖型モデルは数字的取扱いが比較的容易であるが、実際の通信回線に対する融通性が非マルコフ連鎖型モデルに較べて小さい。しかるにFritchmanのモデルは隔通性をあまり落さないで、しかも数字的取扱いは比較的容易である。



第2.8図 デジタル通信回線

非マルコフ連鎖型モデルについては伝送方式の品質評価のために重要な確率 $P(0^m 1 | 0)$ や、長さ n のビット系列に誤りが m ビット含まれる確率 $P(m, n)$ を正確に表現できるものが数多く報告されているが、^{(2.12)(2.13)} 現在のところ数学的取扱いが非常に困難である。

マルコフ連鎖型モデルは一定長のビット誤り系列発生確率が幾何関数で表わされるという特徴がある。従って、今回の実測結果によりクラスタ誤り分布が高々 2 次の幾何関数で良く近似できたということは、電力用マイクロ波データ伝送回線は比較的単純なマルコフ連鎖型モデルで表現できることを示唆している。特に、Gilbert のモデルは最小のパラメータ数でビット誤りのバースト性を表わし、ビット誤りとその発生原因との物理的対応が明確であるので、実際のデータ伝送回線が Gilbert のモデルで表現できれば実用的な意義が大きい。

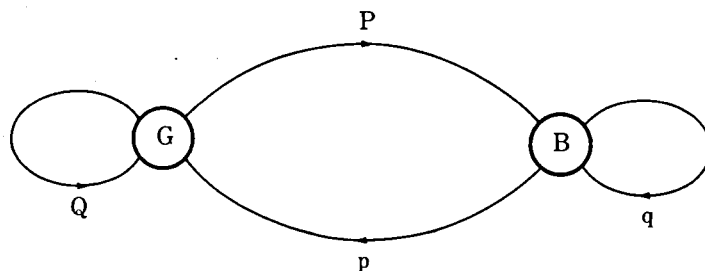
以下ではクラスタ誤り分布と確率 $P(m, 8)$ の実測結果より電力用マイクロ波回線に対する Gilbert モデルの適用について検討した結果を述べる。

2.3.2 回線モデルの表現

E. N. Gilbert の提案したモデルは G, B と呼ばれる 2 つの状態のマルコフ連鎖を用いる。状態 G (Good) ではビット誤りが発生せず、状態 B (Bad) においてのみビット誤りが発生するものとする。回線が状態 B にあるとき、データが正しく受信される確率を h とおく。また、状態 G から状態 B への遷移確率を P 、状態 B から状態 G へのそれを p とする。Gilbert のモデルはこれらの 3 つのパラメータ P, p, h で定まり第 2.9 図で表わせる。ただし、 $Q = 1 - P$ 、 $q = 1 - p$ である。

このモデルでビット誤り特性を統計的に記述できる通信回線を Gilbert バースト誤り回線 (Gilbert Burst Error Channel; 以下, GBEC と略称) と言う。GBEC では、状態変化があったときにその状態が連続する回数は幾何分布となり、平均値は状態 G に対して $1/P$ 、状態 B に対して $1/p$ である。ビット誤り率が小さい場合第 2.3.1 節の定義により、長さ b のバースト誤りは状態 B が b 回連続することで表わせる。従って、状態 B の継続は通信回線における瞬断や雑音の発生に対応する。

GBEC モデルのパラメータは確率 $P(1)$ 、 $P(1|1)$ 、 $P(111)$ および $P(101)$ を与えれば定められるが、⁽²⁷⁾



第 2.9 図 Gilbert バースト誤り回線の状態遷移図

実際の通信回線についてこれらの確率を測定しこのモデルの妥当性を検討した例はない。なお、パラメータの測定法は文献 (2.7) で詳しく述べられているので、その結果のみを付録(5)に示す。

2.3.3 GBEC モデルの適用

GBEC モデルの電力用マイクロ波回線への適用性を、パラメータの測定値を基にした誤字率分布とクラスタ誤り分布の計算値とそれぞれに対する実測値との比較により検討する。

GBEC モデルはバースト誤りとの物理的対応が理解し易いので、誤り制御方式の理論的検討に用いられている。従

って、GBECのビット誤りに関する統計的諸量の計算式が求められている。

n ビット長のデータブロックに m ビットの誤りが含まれる確率 $P(m, n)$ は (2.1) 式で与えられる。^(2.15) 通常 1 字は 8 ビットで構成されるので、 $P(m, 8)$ を誤字率分布と呼ぶ。その他の既に発表されている主な結果を付録(6)にまとめておく。

$$P(m, n) = (1-h)^m \sum_{i=m}^n C_i^m h^{i-m} P_0(i, m) \quad (1 \leq m \leq n/2) \quad (2.1)$$

$$\text{ここに } P_0(i, m) = \frac{P}{P+p} \sum_{j=0}^{i-1} \frac{(m-j-2)! q^{i-j-1}}{i \cdot j! (i-j-1)! (m-i-j)!} \cdot (P-q)^j Q^{m-i-j-2} \quad (2.2)$$

$$\cdot \{[A(j)]^2 - P \cdot A(j) - i(q-P)Q\}$$

$$A(j) = (m-i-j)p + iQ \quad (2.3)$$

ただし、 $m > n/2$ の場合は (2.2) および (2.3) 式において Q を q 、 p を P 、 m を $(n-m)$ とそれぞれ置換して得られる $P_0(i, m)$ を用いればよい。

長さ m のクラスタ誤り発生確率 $P(1^m 0 | 0)$ は第 2.9 図の状態遷移図より求まり次のようになる。(2.5) 式の導出は付録(7)を参照されたい。

$$P(1^m 0 | 0) = P(1^m | 0) - P(1^{m+1} | 0) \quad (2.4)$$

ここに、

$$P(1^m | 0) = \frac{P}{(P+p)q} (qh+p) \{q(1-h)\}^m \quad (2.5)$$

(2.4) 式と (2.5) 式は GBEC のクラスタ誤り分布は 1 次幾何分布に従うことを示している。

第 2.4 図に示したクラスタ誤り分布が 1 次幾何分布と見做せる回線の中から G 回線と S 回線を選び、確率 $P(1^m 0 | 0)$ および $P(m, 8)$ について測定値と GBEC モデルによる計算値の比較を行なった。第 2.4 表に試験の概要と GBEC モデルのパラメータ推定結果、第 2.5 表に上記 2 つの確率とビット誤り率 P_e の測定値と計算値をまとめた。第 2.10、2.11 図はそれぞれ $P(1^m 0 | 0)$ と $P(m, 8)$ の測定値と計算値をグラフで表わしたものである。

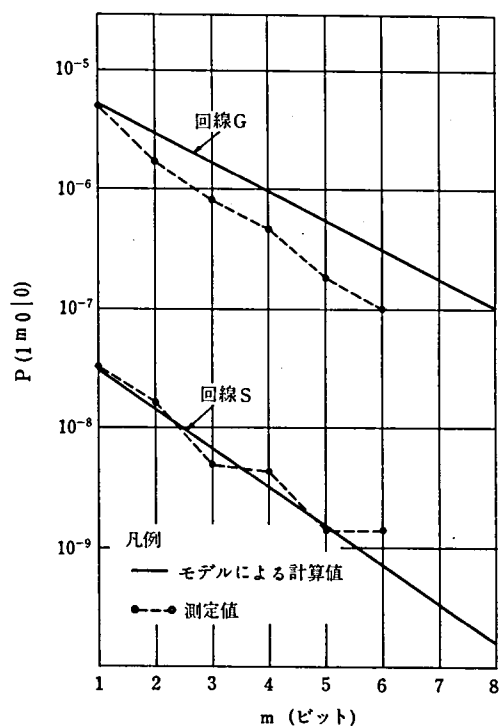
第 2.4 表 GBEC モデルのパラメータ推定結果

試験回線	G	S
試験期間	8月9日～8月29日(1972)	2月28日～3月9日(1971)
変調方式・伝送速度	4相位相-2400 bit/s	FM-12k bit/s
全送信ビット数	5.24×10^8	8.72×10^9
誤りビット数	6288	1005
GBECモデル		

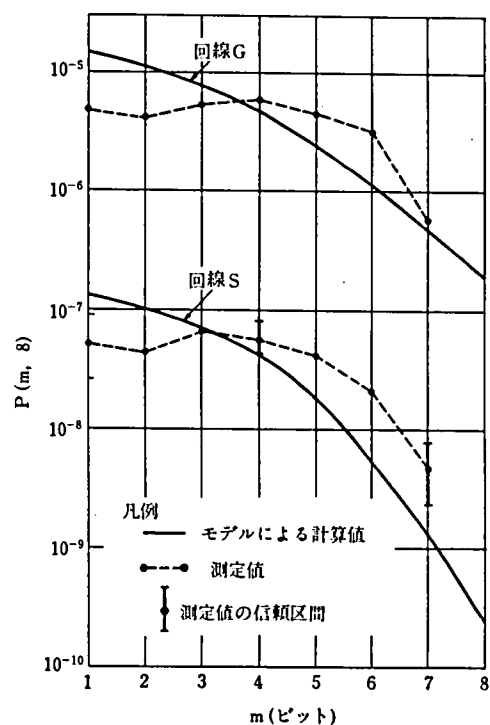
回線 S の場合、クラスタ誤り分布は比較的良く一致しているが、 $P(m, 8)$ の計算値は測定値に比べて $m < 4$ のときに大きく、 $m > 4$ のときに小さくなっている。このことは、8 ビットの中に誤りが 4 ビット以上含まれる確率の計算値は測定値より小さくて、ビット誤りのバースト性の表現が十分でないことを示している。実際、 $P(m, 8)$ の測定値に対して一定数のビット誤りを含む誤字の発生間隔が正規分布に従うと仮定した場合の各点の信頼区間(信頼係数 90%)を図に示すと、 $m = 3 \sim 4$ のときに計算値は信頼区間にあるがその他の場合の計算値は信頼区間より少しはずれた値となっている。

第2.5表 クラスタ誤り発生確率、誤字率の測定値と計算値

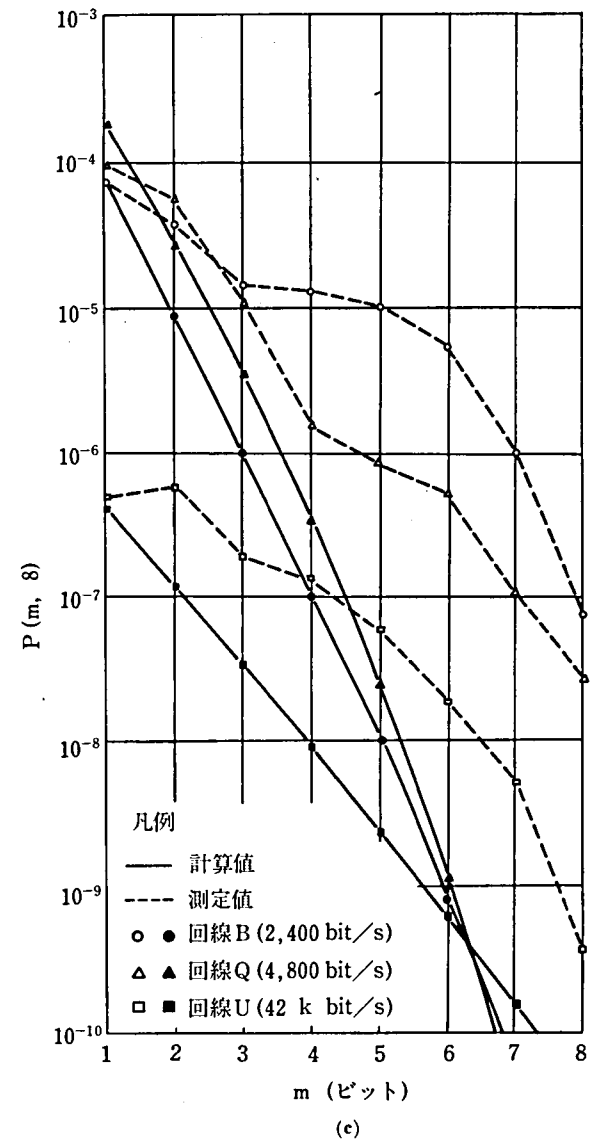
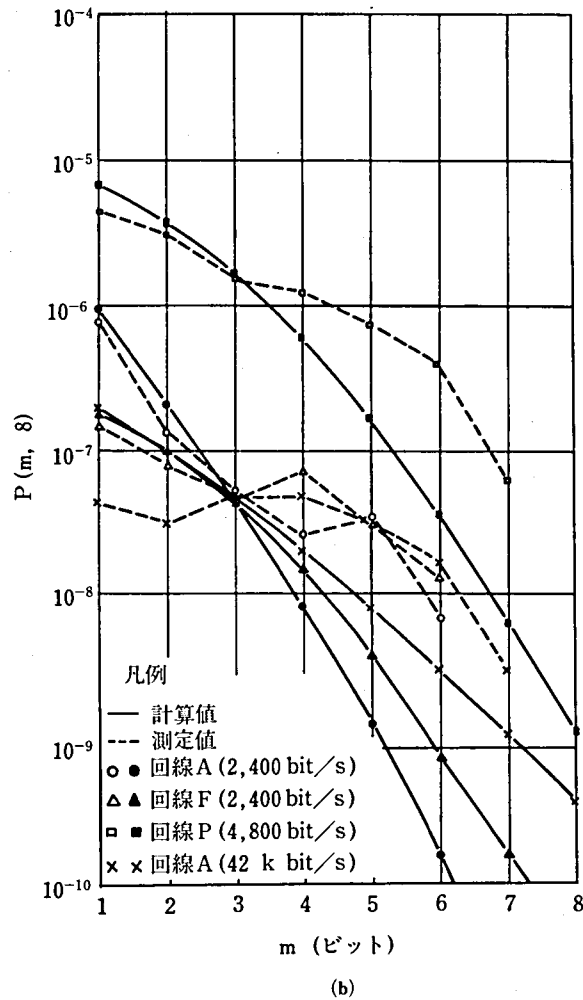
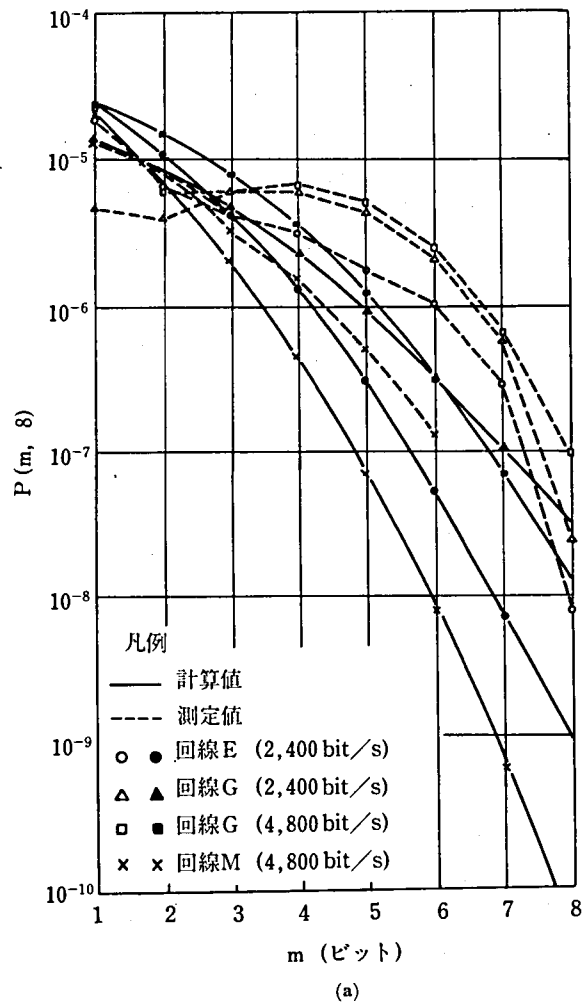
		測 定 値	計 算 値	測 定 値	計 算 値
試 験 回 線		G		S	
ビット誤り率 P_e		1.2×10^{-5}	1.44×10^{-5}	1.15×10^{-7}	1.15×10^{-7}
誤 字 率 P_b		2.8×10^{-5}	3.95×10^{-5}	2.83×10^{-7}	3.70×10^{-7}
$P(1^m 0 0)$	$m=1$	3.99×10^{-6}	5.14×10^{-6}	3.22×10^{-8}	3.01×10^{-8}
	2	1.69×10^{-6}	2.9×10^{-6}	1.58×10^{-8}	1.42×10^{-8}
	3	7.98×10^{-7}	1.63×10^{-6}	4.94×10^{-9}	6.68×10^{-9}
	4	4.42×10^{-7}	9.22×10^{-7}	4.22×10^{-9}	3.14×10^{-9}
	5	1.80×10^{-7}	5.2×10^{-7}	1.38×10^{-9}	1.48×10^{-9}
	6	9.97×10^{-8}	2.93×10^{-7}	1.38×10^{-9}	6.96×10^{-10}
	7		1.66×10^{-7}		3.28×10^{-10}
	8		9.34×10^{-8}		1.54×10^{-10}
$P(m, 8)$	$m=1$	4.82×10^{-6}	1.47×10^{-5}	5.23×10^{-8}	1.37×10^{-7}
	2	4.06×10^{-6}	1.06×10^{-5}	4.22×10^{-8}	9.62×10^{-8}
	3	6.19×10^{-6}	7.72×10^{-6}	6.42×10^{-8}	6.97×10^{-8}
	4	5.96×10^{-6}	4.94×10^{-6}	5.69×10^{-8}	4.29×10^{-8}
	5	4.31×10^{-6}	2.49×10^{-6}	4.13×10^{-8}	1.84×10^{-8}
	6	2.1×10^{-6}	1.07×10^{-6}	2.11×10^{-8}	5.02×10^{-9}
	7	5.6×10^{-7}	4.93×10^{-7}	4.60×10^{-9}	1.26×10^{-9}
	8	2.7×10^{-8}		0	



第2.10図 $P(1^m 0 | 0)$ の測定値と計算値



第2.11図 $P(m, 8)$ の測定値と計算値(その1)



第2.12図 $P(m, 8)$ の測定値と計算値 (その2)

回線Gの場合、クラスタ誤り発生確率の計算値は測定値より m が多くなるにつれて大きくなっている。即ち、モデルではクラスタ誤り発生確率がクラスタ誤り長の大きい時に測定値より大きくなるようにパラメータが定められているが、 $P(m, 8)$ の計算値と測定値の関係は回線Sの場合と同様である。

いずれの場合も確率 $P(m, 8)$ の測定値と計算値の差は1桁以内に収まっているので、実用上これらの回線はGBECモデルで取扱うことが可能である。

その他の回線について確率 $P(m, 8)$ の測定値と計算値の比較を第2.12(a)~(c)図に示した。第2.12(a), (b)図では第2.11図と同様な傾向を示し、測定値と計算値の差は1桁以内となっている。これらに対して、第2.12(c)図の場合は $P(m, 8)$ の測定値と計算値との差は $m \geq 5$ のときに非常に大きく2桁以上となっている。この図に含まれる回線B, Qは第2.5(a)図に示したようにクラスタ誤り分布が2次幾何分布となる回線である。

以上の結果をまとめると、バースト性の強い電力用マイクロ波回線はクラスタ誤り分布が2次幾何分布となるものを除けば実用上GBECモデルで表現することができるということが出来る。

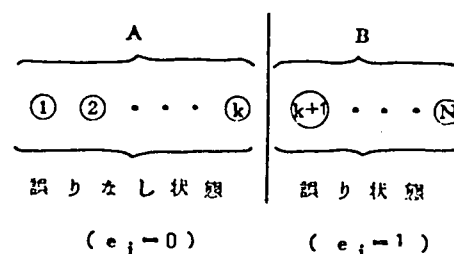
2.4 Fritchmanバースト誤り回線(FBEC)モデルの適用

2.4.1 FBECモデル

電力用マイクロ波回線に対してGBECモデルの適用を検討した結果、クラスタ誤り分布が1次幾何分布となる場合でも、GBECモデルではビット誤り特性を十分表現できない回線があることが判った。これらの回線に対してはパラメータ数のより多い融通性のあるモデルを考える必要がある。ここでは状態数有限の分割型マルコフ連鎖を用いるFritchmanのモデルを検討し、電力用マイクロ波回線を統一的に表現できるモデルを提案する。

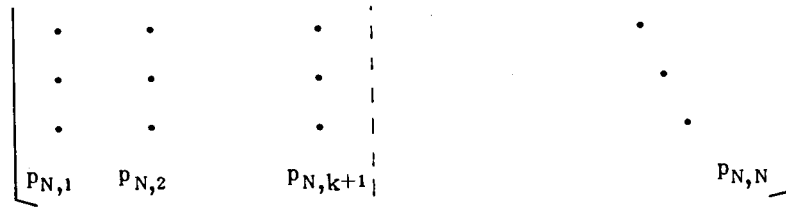
Fritchmanのモデルは状態空間 $S = \{1, 2, \dots, N\}$ を第2.13図に示すようにビット誤りの発生しない状態集合Aと必ず誤る状態集合Bに分割し、同一種類の状態の間では遷移が起らないとしたマルコフ連鎖で表わされる。集合Aに含まれる状態を誤りなし状態、集合Bに含まれる状態を誤り状態と呼び、誤りなし状態の数を k とする。

このマルコフ連鎖の遷移行列は次の形をしている。



第2.13図 Fritchmanモデルの状態分割

$$P = \begin{bmatrix} P_A & P_{AB} \\ P_{BA} & P_B \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|cccc} p_{1,1} & & & & \\ & p_{2,2} & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & p_{k,k} & \\ \hline p_{k+1,1} & p_{k+1,2} & \cdots & p_{k+1,k} & \\ & & & & p_{k+2,k+2} \end{array} \right] \quad (2.6)$$



$Z = \{ z_1, z_2, \dots \}$ を第 2.8 図の入力ビット系列 X に同期して遷移する状態系列とする。また、 ϕ を $S = \{ 1, 2, \dots, N \}$ から $\{ 0, 1 \}$ 上への関数として次式で定義する。

$$\phi(i) = \begin{cases} 0 & (i \in A) \\ 1 & (i \in B) \end{cases} \quad (2.7)$$

雑音源の出力 e_i を $\phi(z_i)$ と置くとビット誤り系列 $E = \{ \phi(z_1), \phi(z_2), \dots \}$ となり、その要素は互いに相関があるのでバースト誤りを表現することができる。ビット誤りの統計的な性質がこのモデルで表わせる通信回線を (N, k) - Fritchman バースト誤り回線 $((N, k)$ - Fritchman Burst Error Channel ; 以下、 (N, k) FBEC と略称) と呼ぶことにする。

(N, k) FBEC のビット誤り発生間隔分布 $u(m)$ とクラスタ誤り分布 $c(m)$ は次式で与えられる。^(2.11)

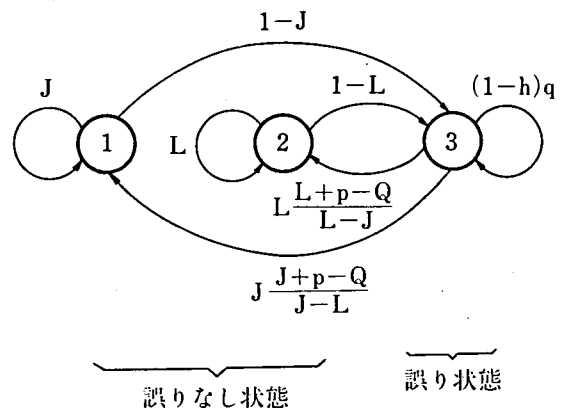
$$u(m) = P(0^m | 1) = \sum_{\nu=1}^k \left(\sum_{i=k+1}^N p_i p_{i\nu} / \sum_{i=k+1}^N p_i \right) p_{\nu\nu}^{m-1} \quad (2.8)$$

$$c(m) = P(1^m | 0) = \sum_{\nu=k+1}^N \left(\sum_{i=1}^k p_i p_{i\nu} / \sum_{i=1}^k p_i \right) p_{\nu\nu}^{m-1} \quad (2.9)$$

即ち、 (N, k) FBEC のビット誤り発生間隔分布とクラスタ誤り分布はそれぞれ k 次と $(N-k)$ 次の幾何分布となる。

$(N, N-1)$ FBEC を単純 FBEC と呼ぶが、前述の GBEC は状態数 3 の単純 FBEC の特殊な場合に相当する。両者のビット誤り発生間隔分布計算式を比較することによ

り GBEC の状態遷移図は第 2.14 図のような Fritchman 型の状態遷移図で書くことができる。ただし、図中の定数 J と L は (付 6.3) 式で与えられる。



2.4.2 FBEC モデルの適用

FBEC の状態数はクラスタ誤り分布とビット誤り発生間隔分布を幾何関数で表わした時の関数の次数により定まる。クラスタ誤り分布が高々 2 次の幾何関数で近似できたので、電力用マイクロ波回線には $(N, N-2)$ FBEC モデルが適用できるものと想定できる。

FBEC の誤りなし状態の数を決定するためにはビット誤り発生間隔分布を知る必要がある。ところが、電力用マイクロ

第 2.14 図 GBEC の $(3, 2)$ FBEC による表現

波回線においてこの分布を測定した例はない。アメリカの公衆電話用回線においては J. Swoboda がこの分布を測定し、

3 および 4 次幾何関数で近似することを検討した。^(2.10)そして、 x^2 検定により 3 次幾何関数で十分であることを示した。また、長距離短波回線の場合にはこの分布の測定により、すべてのパラメータが定まることに注目して単純 F B E C モデルの適用が検討されている。^{(2.19)~(2.21)}これらの測定結果によると、ほとんどの場合にこの分布は高々 3 次幾何関数で良く近似できることが示され、4 次幾何関数が必要である回線が 1 例報告されている。

電話用回線や短波回線によるデータ伝送の場合は一般にビット誤り率が 10^{-4} 程度である。一方、電力用マイクロ波回線の場合はビット誤り率が 10^{-5} 以下で電話用回線や短波回線のそれに比べてかなり小さく、またバースト性も小さいものと予想できる。従って、電力用マイクロ波回線のビット誤りを表現する一般的なモデルとして (5, 3) F B E C モデルを採用すれば十分である。

F B E C モデルのパラメータはビット誤り発生間隔分布とクラスタ誤り分布を測定し、それらを表わす幾何関数の定数から求めることができる。今回、(5, 3) F B E C のパラメータを求める問題は連立一次方程式を解く問題に帰着できることを明らかにしたので次節で述べる。

2.4.3 (5, 3) F B E C のパラメータ推定法

(N, k) F B E C の独立なパラメータの数は $2k(N-k)$ で、これらのパラメータの推定法を一般的に論じるとは困難である。ここでは、(5, 3) F B E C に限定してパラメータの推定式を求める。この場合は独立なパラメータの数は 12 となる。

実際の通信回線におけるビット誤り発生間隔分布とクラスタ誤り分布の測定結果として次の 2 つの式が得られたとする。ただし、測定データとして得られるのはそれぞれの分布曲線であるが、これらを幾何分布と見做したときの各係数の求め方は次節で述べる。

$$u(m) = \sum_{\nu=1}^3 a_{\nu} (1-b_{\nu})^{m-1} \quad (2.10)$$

$$c(m) = \sum_{\nu=4}^5 a_{\nu} (1-b_{\nu})^{m-1} \quad (2.11)$$

(2.10) 式と (2.8) 式および (2.11) 式と (2.9) 式の各項の係数を等しいとおくと次の関係が成立する。

$$p_{\nu\nu} = 1 - b_{\nu} \quad (\nu = 1, 2, \dots, 5) \quad (2.12)$$

$$p_4 p_{4\nu} + p_5 p_{5\nu} = a_{\nu} (p_4 + p_5) \quad (\nu = 1, 2, 3) \quad (2.13)$$

$$p_1 p_{1\nu} + p_2 p_{2\nu} + p_3 p_{3\nu} = a_{\nu} (p_1 + p_2 + p_3) \quad (\nu = 4, 5) \quad (2.14)$$

ビット誤り率の測定値を P_e とすると、(2.15) 式が成立するので (2.13), (2.14) 式より (2.16),

(2.17) 式を得る。

$$P_e = p_4 + p_5 = 1 - (p_1 + p_2 + p_3) \quad (2.15)$$

$$p_4 p_{4\nu} + p_5 p_{5\nu} = a_{\nu} P_e \quad (\nu = 1, 2, 3) \quad (2.16)$$

$$p_1 p_{1\nu} + p_2 p_{2\nu} + p_3 p_{3\nu} = a_{\nu} (1 - P_e) \quad (\nu = 4, 5) \quad (2.17)$$

遷移確率の性質と (2.12) 式より次の関係がある。

$$p_{\nu 4} + p_{\nu 5} = 1 - p_{\nu\nu} = b_{\nu} \quad (\nu = 1, 2, 3) \quad (2.18)$$

$$p_{\nu 1} + p_{\nu 2} = 1 - p_{\nu\nu} = b_{\nu} \quad (\nu = 4, 5) \quad (2.19)$$

(2.16) 式を $\nu = 1, 2, 3$ について両辺を加え、(2.19) 式を代入すると、

$$b_4 p_4 + b_5 p_5 = (a_1 + a_2 + a_3) P_e \quad (2.20)$$

となり、この式と(2.15)式より p_4, p_5 が定まる。

$$\left. \begin{aligned} p_4 &= \frac{(a_1 + a_2 + a_3 - b_5)}{b_4 - b_5} P_e \\ p_5 &= \frac{(a_1 + a_2 + a_3 - b_4)}{b_5 - b_4} P_e \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

同様に、(2.17), (2.18)式より(2.22)式を得る。

$$b_1 p_1 + b_2 p_2 + b_3 p_3 = (a_4 + a_5) (1 - P_e) \quad (2.22)$$

(2.9)式の関係を用いて $P(000)$ を求めると次のようになる。

$$\begin{aligned} P(000) &= P(0) P(0|0) P(0|0) \\ &= (1 - P_e) \{1 - c(1)\}^2 \end{aligned} \quad (2.23)$$

同じ確率をモデルのパラメータで表わし、両者を等しいと置くことにより次の関係を得る。

$$p_1 (1 - b_1)^2 + p_2 (1 - b_2)^2 + p_3 (1 - b_3)^2 = (1 - P_e) \{1 - c(1)\}^2 \quad (2.24)$$

(2.15), (2.22)および(2.24)より p_1, p_2, p_3 が定まる。

次に、異なる状態間の遷移確率を求める。マルコフ連鎖ではある状態 i が連続する平均回数は $1/(1 - p_{ii})$ となるので次式が成立する。

$$\frac{(p_1 p_{14} + p_2 p_{24} + p_3 p_{34})/b_4}{(p_1 p_{15} + p_2 p_{25} + p_3 p_{35})/b_5} = \frac{p_4}{p_5} \quad (2.25)$$

同様に、状態1と2にいる時間率について次式が成立する。

$$\frac{(p_4 p_{41} + p_5 p_{51})/b_1}{(p_4 p_{42} + p_5 p_{52})/b_2} = \frac{p_1}{p_2} \quad (2.26)$$

$p_1 \sim p_5$ が既知であるとすれば、(2.13), (2.14), (2.16), (2.17), (2.25)および(2.26)式を変数の数12の連立1次方程式と考えて解くことによりすべての遷移確率が求められる。結局、(5, 3)FBECのパラメータはクラスタ誤り分布、ビット誤り発生間隔分布およびビット誤り率を測定することによりすべて求めることができる。

以上の考え方で(5, 3)FBECのパラメータを求めるプログラムFPARAを作成した。連立一次方程式を2回解く必要があるが数値計算法によった。ただし、この場合はいくつかの試算により高精度の数値計算が必要であることが判明したので共役傾斜法を採用している。

実際にパラメータを求めるために、ビット誤り率が 8.2×10^{-4} でビット誤り発生間隔分布 $u(m)$ とクラスタ誤り分布 $c(m)$ がそれぞれ第2.15図のように与えられる通信回線を考える。これは非常にバースト性の強い通信回線の例である。

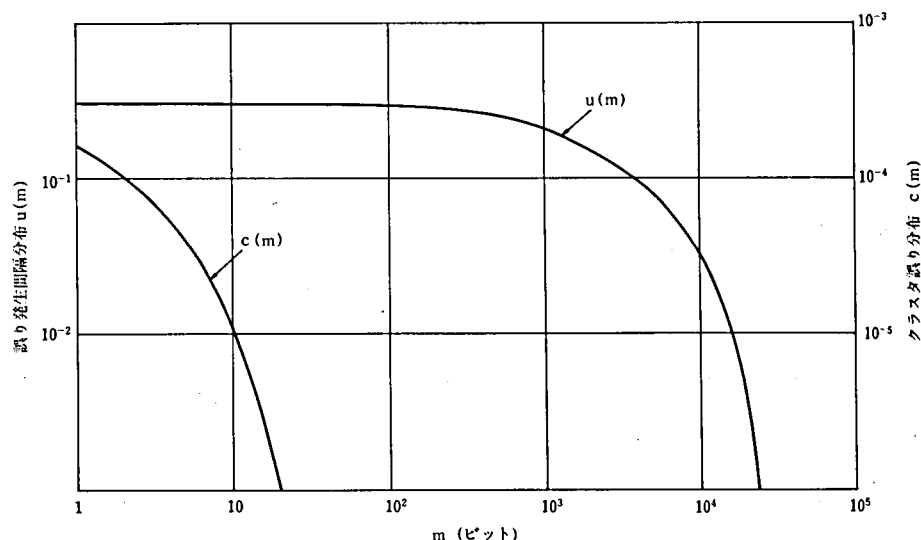
次節で述べる手法によりそれぞれの分布を幾何分布で表わすと次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} u(m) &= 0.131 \times 0.9998^m + 0.0662 \times 0.999^m + 0.1 \times 0.9998^m \\ c(m) &= 1325 \times 10^{-4} \times 0.5^m + 1.11 \times 10^{-4} \times 0.8^m \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

(2.27)式より、前述の方法でパラメータを求めた結果、次の遷移確率行列を得た。

$$\{p_{ij}\} = \begin{bmatrix} 0.9998 & 0 & 0 & 1.11 \times 10^{-4} & 8.85 \times 10^{-5} \\ 0 & 0.999 & 0 & 5.01 \times 10^{-4} & 4.99 \times 10^{-4} \\ 0 & 0 & 0.9998 & 1.11 \times 10^{-4} & 8.85 \times 10^{-5} \\ 0.182 & 0.151 & 0.167 & 0.5 & 0 \\ 0.0991 & 0.0343 & 0.0666 & 0 & 0.8 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

第 2.15 図に示した分布特性をもつ通信回線は (2.28) 式の遷移確率を用いることにより種々のビット誤り発生に関する統計量を算出することができる。



第 2.15 図 パラメータ推定のためのビット誤り発生間隔分布とクラスタ誤り分布

2.4.4 幾何関数の係数決定法

測定されたビット誤り発生間隔分布とクラスタ誤り分布曲線を近似する幾何関数の係数を Gradient 法によって決定する方法について述べる。

電力用マイクロ波回線の場合、(5, 3) FBEC モデルを考えておけば十分であるので、ビット誤り発生間隔分布を 3 次幾何関数で近似する場合について説明する。

3 次幾何関数 $u(m)$ を係数を未知数として次のように表わす。

$$u(m) = \sum_{i=1}^3 K_i e^{k_i m} \quad (2.29)$$

測定結果として、いくつかの m に対する関数の値 y が求められたとする。たとえばこれらの組から適当な 5 つの組を選び、 (y_i, m_i) , $i = 1, 2, \dots, 5$ とする。

これらの測定データより、(2.29) 式の各係数を定める最適化問題を考えることができる。

制約条件：

$$\left. \begin{aligned} g_j(\mathbf{x}) &= K_j \geq 0 & (j = 1, 2, 3) \\ g_j(\mathbf{x}) &= -k_{j-3} \geq 0 & (j = 4, 5, 6) \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

$$\text{ここに, } \mathbf{x} = (K_1, K_2, K_3, k_1, k_2, k_3) \quad (2.31)$$

目的関数 (最小化) :

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^5 \{u(m_i) - y_i\}^2 \quad (2.32)$$

この問題はGradient法により解くことができる。Gradient法とは \mathbf{x} の初期値 \mathbf{x}^0 より始めて、許容領域と目的関数によって定めるベクトル方向に次々と解を求めることを有限回繰返して目的関数の極値を与える解に到達する手法である。

(2.30)～(2.32)式で与えられる問題にGradient法を適用して得られる解が最適解であることを証明することは困難である。しかし、ここで求めたいのは目的関数を0とする解であるので、Gradient法によって目的関数が0に十分近い値になるような解が得られればそれを最適解と考えることができる。

Gradient法は解の系列を求める過程で制約条件をどのように考慮するかによりいくつかの手法に分かれる。Gradient法の一種であるDirect Differential Gradient法ではある解 \mathbf{x}^k から次の解 \mathbf{x}^{k+1} を次の関係により求める。

$$\mathbf{x}^{k+1} = \mathbf{x}^k + \{ -\nabla f(\mathbf{x}^k) + a \sum_{j=1}^m \delta_j \nabla g_j(\mathbf{x}^k) \} \triangle \mathbf{x} \quad (2.33)$$

ここに、 $k \geq 0$

m : 制約条件式の数

$$\delta = \begin{cases} 0, & g_j(\mathbf{x}^k) \geq 0 \\ 1, & g_j(\mathbf{x}^k) < 0 \end{cases} \quad (j = 1, 2, \dots, m) \quad (2.34)$$

(2.30), (2.31)式よりそれぞれ次の関係が得られる。ただし、次元 m の第 i 番目の要素のみ1で他の要素がすべて0である行ベクトルを \mathbf{e}_i^m とする。

$$\begin{aligned} \nabla g_j(\mathbf{x}) &= \mathbf{e}_j^6 & (j = 1, 2, 3) \\ \nabla g_j(\mathbf{x}) &= -\mathbf{e}_{j-3}^6 & (j = 4, 5, 6) \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\nabla f(\mathbf{x}) = 2 \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^5 \{u(m_i) - y_i\} e^{k1m_i} \\ \sum_{i=1}^5 \{u(m_i) - y_i\} e^{k2m_i} \\ \sum_{i=1}^5 \{u(m_i) - y_i\} e^{k3m_i} \\ K_1 \sum_{i=1}^5 \{u(m_i) - y_i\} m_i e^{k1m_i} \\ K_2 \sum_{i=1}^5 \{u(m_i) - y_i\} m_i e^{k2m_i} \\ K_3 \sum_{i=1}^5 \{u(m_i) - y_i\} m_i e^{k3m_i} \end{bmatrix}^T \quad (2.36)$$

初期値 \mathbf{x}^0 から始めて(2.33)～(2.36)により次々に解を求め、目的関数の値が十分0に近くなったときの解を $\bar{\mathbf{x}} = (\bar{K}_1, \bar{K}_2, \bar{K}_3, \bar{k}_1, \bar{k}_2, \bar{k}_3)$ とする。

(2.29)式と(2.11)式を比較することにより、(2.11)式の係数は次の関係により定まる。

$$\left. \begin{aligned} a_\nu &= K_\nu \\ b_\nu &= 1 - e^{k_\nu} \end{aligned} \right\} \quad (\nu = 1, 2, 3) \quad (2.37)$$

2.5 結 言

多くの電力用マイクロ波回線について、Gilbert パースト誤り回線と仮定した場合のパラメータの推定を行ない確率 P (m. 8) の測定値と計算値とを比較した結果、Gilbert のモデルはビット誤りのパースト性を比較的良く表現できることを明らかにした。

このモデルは通信回線の状態との物理的対応が明確で数学的取扱いが容易であるために、パースト誤り回線における伝送方式の理論的検討に今後とも主として用いられるものと考えられる。このため Gilbert パースト誤り回線におけるビット誤り特性の計算式について整理するとともに必要なものを追加してまとめた。

また、今回のデータ伝送試験で Gilbert のモデルでは十分なモデル化ができない回線があったので電力用マイクロ波回線を統一的に扱えるモデルとして状態数 5 の Fritchman によるモデルを提案しパラメータの推定法について述べた。

データ伝送回線におけるビット誤りの発生が比較的単純なマルコフ連鎖型モデルで表現できれば、このようなデータ伝送回線を使用した場合の各種データ伝送方式の伝送品質を評価することが比較的容易となる。次章で現在電気事業において広く採用されている CDT 方式の伝送品質について述べる。

電気事業においては自動給電運用の他に、電力設備管理、配電資材管理、配電業務等のオンラインシステム化を含めた総合自動化を目指しているので伝送すべきデータ量が著しく増加する傾向がある。このために、伝送効率の高い伝送方式によるマイクロ波周波数帯の有効利用を図る必要があり、パケット伝送方式等の採用が検討されている。電力用マイクロ波データ伝送回線のモデルについての検討結果はこのような新しいデータ伝送方式の品質評価にも有効である。

第3章 サイクリック・デジタルデータ伝送(CDT)方式の 伝送品質

3.1 緒 言

電力系統運用のために必要なデータ伝送は主としてCDT方式によっている。昭和44年に電気学会によりCDT装置の仕様基準がまとめられ、現在電力各社で種々の用途に広く利用されている。

CDT方式の誤り制御は連送照合とパリティ検査を組合わせた単純な方式で行なっている。この誤り制御方式のバースト誤り回線における性能についてはこれまで十分な検討がなされていない。誤り制御方式の性能は主に伝送効率と見逃し誤り率で評価されるが、見逃し誤り率は一定の同期獲得条件のもとで解析的な検討が可能である^(3.1)のに対して伝送効率については困難であるが、本章では、通信回線をG B E Cと考えてフレーム同期方式に適用できる新しいシミュレーション手法を開発し、これによるCDT方式の性能について述べた。但し、見逃し誤り率については電子計算機使用時間の制限により解析的な検討結果を主として述べてある。

電力各社において稼働中のCDT装置は約3000台あるが、^(3.2)今後さらに増加する見通しである。データ伝送の必要に応じてCDT装置が導入されてきたが、本店など情報の集中する箇所ではCDT装置が大きな床面積を占めるようになっている。また、情報量の増大によりデータの管理も非常に困難になりつつある。このため、ミニ・コンピュータを利用し^{(3.3)(3.4)}て複数のCDT装置の機能を1つの装置で果す多重化CDT装置の開発やデータ交換装置の導入が検討されている。この背景には近年のミニ・コンピュータおよびマイクロ・コンピュータの価格、性能、信頼性すべての面における著しい進歩がある。このような情勢から、将来の電力用情報伝送システムは多数のコンピュータが通信回線により有機的に連系された1つのコンピュータ・ネットワークになると予想される。

CDT装置は専用のハードウェアで構成されているので融通性に乏しいが、コンピュータ間のデータ伝送が多くなれば誤り制御などのソフトウェア化が可能になるのでそのための効率の良い伝送方式が採用されることになる。従って、今後種々の伝送方式について比較検討する必要がある。この意味からも現状のデータ伝送方式の性能を把握しておくことが重要である。

3.2 CDT方式

CDT方式は電力会社によって多少の差異があるが、今後は電気学会・通信専門委員会によってまとめられた仕様基準^(3.5)に従う方向にある。この仕様基準に基づく代表的なCDT方式における誤り制御方式の概略について述べる。

(1) 情報伝送方式

情報伝送方式は時分割多重化によるサイクリック伝送方式である。伝送速度は200, 600または1200bit/sとする。

(2) 誤り検出方式

ビット誤りの検出は1ワード内での連送照合とパリティ検査とを併用する。連送照合のための連送ビットは2元状態を反転させる。

(3) 伝送形式

伝送形式は第3.1図に示すサイクル構成、フレーム構成およびワード構成とする。

(i) 同期方式

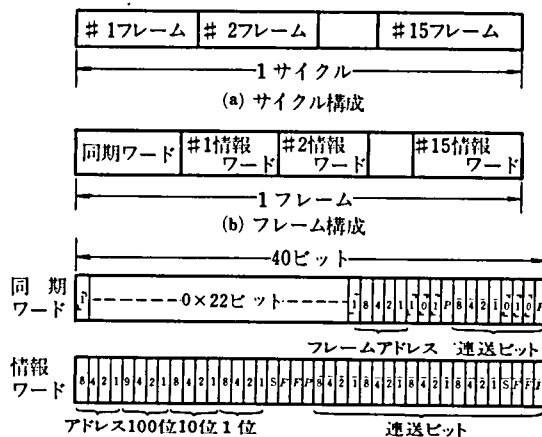
フレームの初めに一定のビット系列から成る同期ワードを送信し、受信側でこのパタンを検出することによりワード同期をとる。

(ii) サイクルおよびフレーム構成

1 サイクルは最大2 フレーム、1 フレームは最大3 2ワードで構成する。

(iii) ワード構成

数値情報は2進化10進符号による3桁とし12ビットで表わす。これに必要な応じてサインビット、フラグビット、アドレスビット、パリティビットなどを付加し、さらに連送ビットを含めて1ワードを構成する。第3.1図は44ビットを1ワードとする場合の例である。



第3.1図 CDT方式の伝送形式

本章では主としてCDT方式の見逃し誤り率 P_{UD} および伝送効率 E について検討を行なうが、これらは次式で定義されるものとする。

$$P_{UD} = \frac{\text{誤り検査で誤りが検出できないワード数}}{\text{伝送ワード数}} \quad (3.1)$$

$$E = \frac{\text{正しく受信された情報ワード内の情報ビット数}}{\text{伝送ビット数}} \quad (3.2)$$

3.3 CDT方式のシミュレーション

3.3.1 シミュレーションのための条件

誤り制御方式のランダム誤り回線における誤り検出能力はW. W. Petersonにより詳しく検討されているが、バースト誤り回線を使用した場合についての検討は非常に少ない。バースト誤り回線におけるサイクリックリダンダンシチェック方式の誤り検出能力をシミュレーション手法で検討した報告がある⁽³⁶⁾。この方法は厳しい同期獲得条件を仮定し、データブロック内にビット誤りを確率的に配分するもので、隣接するブロックやフレームの影響は考えていない。従って、同期回復特性や伝送効率などの動的特性を求めることはできない。

このため、同期パタンや最適フレーム長など検討することができる新しいシミュレーション・プログラムを作成した。シミュレーションのために必要な条件は次の3つで、フレーム同期獲得に関する条件は不要である。また、プログラムは機能毎にモジュール化してあるので一部のサブ・プログラムの変更により各種誤り制御方式の性能を検討することができる。

条件1：ビット同期は常にとれている。

条件2：ビット誤りは通信回線でのみ生じる。

条件3：使用する通信回線はGBECとする。

条件1によりシミュレーションの時間単位はビット長でよい。電力用マイクロ波回線を対象とする場合は通信回線を(5, 3)FBE Cとしておくことが望ましいが、プログラム作成の便宜上GBECとしてある。FBE Cモデルはビット誤

りと回線状態の対応が直接的でないこととパラメータの数が多いためにプログラムは多少複雑になるが、G B E C と同様に次節で述べるシミュレーション時間の短縮法を適用することができる。

3.3.2 シミュレーション時間の短縮

G B E C は2つの状態G, Bが交互に生起することによりビット誤りが統計的に表現されるが、それぞれの継続分布が既知であるので以下のようにして計算時間を短縮することができる。第3.1図を用いて説明する。

いま、ある時点で次の2つの条件が満足されているものとする。

(1) あるフレームA内のワード W_i を受信終了し、このフレームは同期がとれている。ただし、 W_i は同期ワードから数えて i 番目のワードとする。

(2) $T_B > (F_k + 1 - i) n_w$ (3.3)

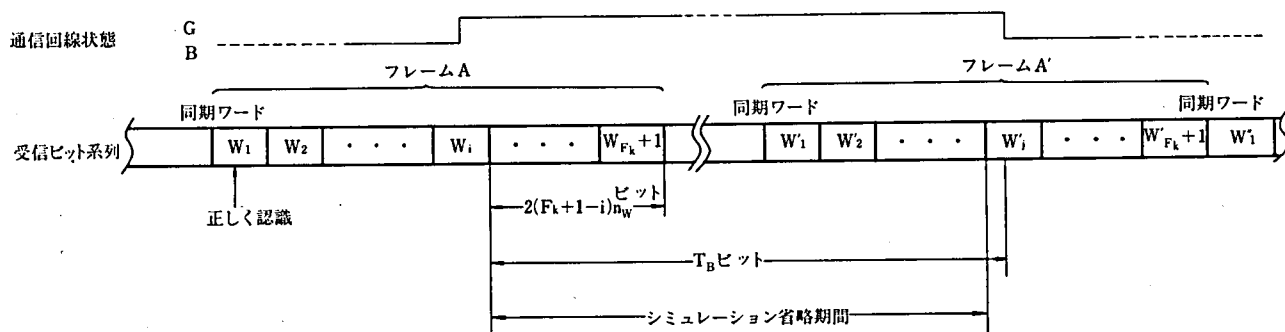
ここに、 T_B ：次に初めて通信回線が状態Bとなるまでの期間（ビット）

F_k ：1フレームの情報ワード数

$2n_w$ ：ワード長（ビット）

次に通信回線が状態BとなるのはフレームA'のワード $W_{j'}$ を送信中である時点とすると、現在からワード $W_{j'}$ の直前のワードまでは前節の条件2, 3によりビット誤りが発生しない。従って、条件1を考慮すればこの期間は常に正しくフレーム同期がとれていて、しかもビット誤りが発生しないのでビット毎のシミュレーションを行なう必要がない。この期間中の全送信ワードおよび正しく受信されるべきワード数を計数し、送受信部の条件を適当に設定することにより、この期間のシミュレーションを省略してフレームA'のワード $W_{j'}$ からシミュレーションを再開することができる。

このように、実際にシミュレーションを行なう区間をフレーム同期回復期間やビット誤りが発生する期間に限定することにより、計算時間を大巾に短縮することが可能となる。



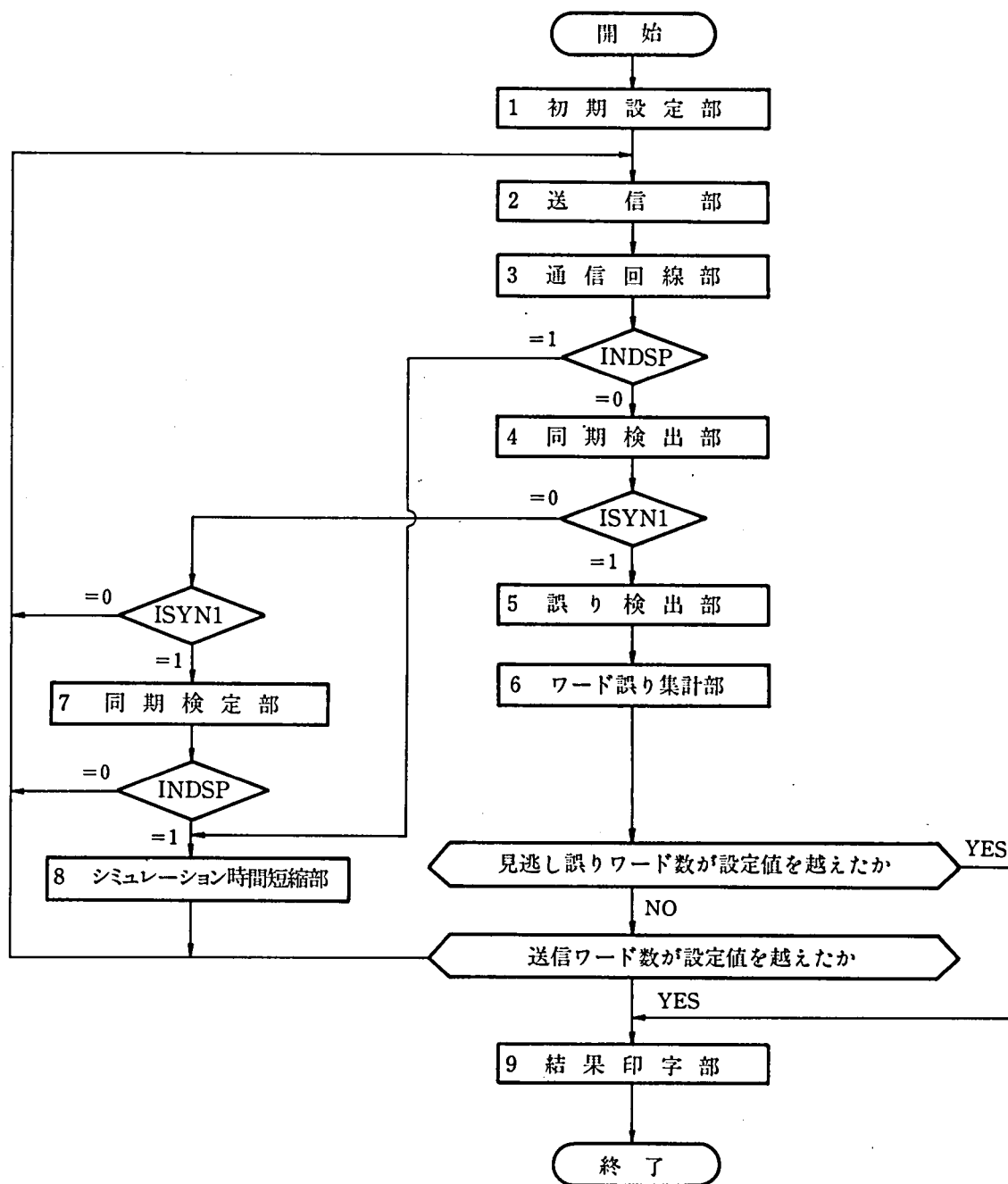
第3.2図 シミュレーション時間の短縮

3.3.3 プログラムの構成

シミュレーション・プログラムCDT SIMのメイン・プログラムのフロー図を第3.3図に示す。

CDT SIMは基本的に3つのサブルーチン（送信部、通信回線部および同期検出部）により構成されており、これらのサブルーチンはビット毎に通過する。送信部からのビット系列と通信回線部の状態系列により受信ビット系列が定められ、同期検出部において受信ビット系列をCDT方式の伝送形式に従って同期をとり情報ワードを抽出する。

CDT SIMはプログラムの進行上から3段階に分けられる。サブルーチンは第3.3図に示した番号で表わすものと



第3.3図 CDTSIMのフロー図

する。また、図中の変数ISYN1、ISYN2およびINDSPはプログラムの流れを制御するもので初期状態での値はすべて0である。

(1) 同期ワードの検出

同期ワードをとらえていない期間はISYN1=0、ISYN2=0としてサブルーチン2、3、4を1ビット毎に通る。同期検出部でその都度、最新の n_g ビットが同期ワードであるかを調べる。ただし、 n_g は同期ワード長である。同期ワードを検出したら、ISYN2=1において同期検定部に行って正しい同期ワードであるか検定する。

(2) 情報ワードの分類

同期検出部で受信ビットを数え、情報ワードの長さ $2n_w$ ビットになると $ISYN1=1$ として誤り検定部とワード誤り集計部に行き、ワード誤りの分類集計を行なう。

(3) シミュレーションの終了判定

見逃し誤りワード数、総送信ワード数のいずれかが設定値を越えたら、必要な諸量を出力してシミュレーションを終了する。

(2), (3)を F_k 回繰返して(1)に戻る。

以上の(1)~(3)が1ビット毎にシミュレーションを行なう手順であるが、通信回線部および同期検定部において第3.3.2節で述べたシミュレーション短縮のための条件を調べている。これらの条件が成立すると $INDSP=1$ としてシミュレーション短縮部に行き、ビット毎のシミュレーションが必要のない期間を省略し、必要な集計を行なう。

以下で、各サブルーチンの機能を簡単に説明する。

サブルーチン1：初期設定部

入力データの読込みとプログラムの初期状態を設定する。必要な入力データは次の通りである。

- (a) シミュレーション期間(日)、および見逃し誤りワード数の最大値
- (b) 伝送形式(フレームのワード数 F_k , 同期ワード, 情報ワード長 n_w , 連送照合の有無)
- (c) 通信回線モデルのパラメータ(P, p, h)
- (d) 一様乱数の初期値
- (e) 各種計数項目の初期値
- (f) 送信部, 通信回線部および受信部の初期状態

(d)~(f)の入力データはシミュレーション・プログラムを任意の時点より開始できるようにするためのものである。これによりシミュレーション期間を非常に長くする必要がある場合に、何回かに分けてシミュレーションを行ない、一回で連続してシミュレーションした場合とまったく同じ結果を得ることができる。

サブルーチン2：送信部

入力データによって定められた伝送形式に従って、送信ビット系列を発生する。情報ワードの構成については特別な制約はなく、情報ビットは一様乱数を用いて“1”と“0”が等確率で現われるようにしてある。

サブルーチン3：通信回線部

通信回線をG B E Cと考えて状態系列を定め、これと送信ビット系列とにより受信ビット系列を定める。状態系列を定めるためには状態G, Bの連続分布に従う確率変数が必要であるが次のようにして求められる。状態Gの連続分布は次式で表わされる。

$$P(G^{m-1} | G) = Q^{m-1} \quad (3.4)$$

範囲 $[0, 1]$ の一様乱数を r とすると、次式で与えられる m_G は(3.4)式の分布関数に従う確率変数となる。

$$m_G = \log r / \log Q + 1 \quad (3.5)$$

状態Bの連続分布に従う確率変数も同様に求める。

サブルーチン4：同期検出部

同期検出部は同期ワードの検出と情報ワードの区分を行なう。

同期ワードの検出はビットシフト方式による。すなわち、 $2n_w$ ビットのレジスタを用意して常に $2n_w$ ビットの系列を記憶する。そして、1ビット受信するとレジスタを1ビット左シフトして、一番右に受信ビットを入れ同期ワードと一致するかどうかを調べる。この操作を1ビット受信する毎に行なって同期ワードの検出を行なう。通信回線におけるビット誤りによって同期ワードが検出できなかった場合はこのサブルーチンで計数する。

同期ワードを検出すると、以後の受信ビット系列を $2n_w$ ビット毎に区切って情報ワードとして誤り検出部に渡す。なお、この期間中は同期ワードの検出を行っていない。

サブルーチン5：誤り検出部

同期検出部で情報ワードと見做した $2n_w$ ビットの系列についてパリティ検査と連送照合を行なう。

サブルーチン6：ワード誤り集計部

受信された情報ワードを、(1)同期誤りがあったか、(2)ビット誤りを含んでいるか、(3)誤り検出部でビット誤りが検出できたか、を調べることににより(1)誤りなしワード、(2)誤り検出ワード、(3)見逃し誤りワードに分類し、集計する。

サブルーチン7：同期検定部

同期検出部で同期ワードを検出したら、ここに来て正しく同期ワードをとらえたかを検定する。その方法は送信部で同期ワードの最後のビットを送出すると同時にフラグを立て、同期検出部で同期ワードを検出したときにこのフラグを調べて判定を行なうものである。

サブルーチン8：シミュレーション時間短縮部

シミュレーション時間短縮のための条件が成立したら、このサブルーチンでビット毎のシミュレーションを省略できる期間を計算する。そして、ビット毎のシミュレーションを再開するときのプログラムの状態を設定する。

サブルーチン9：結果印字部

シミュレーションの終了に当たり結果として次の項目を印字する。

- (a) 送信ワード数
- (b) ビット誤り率
- (c) ワード誤り率
- (d) 見逃し誤り率
- (e) リジェクト率
- (f) 伝送効率
- (g) 同期回復特性

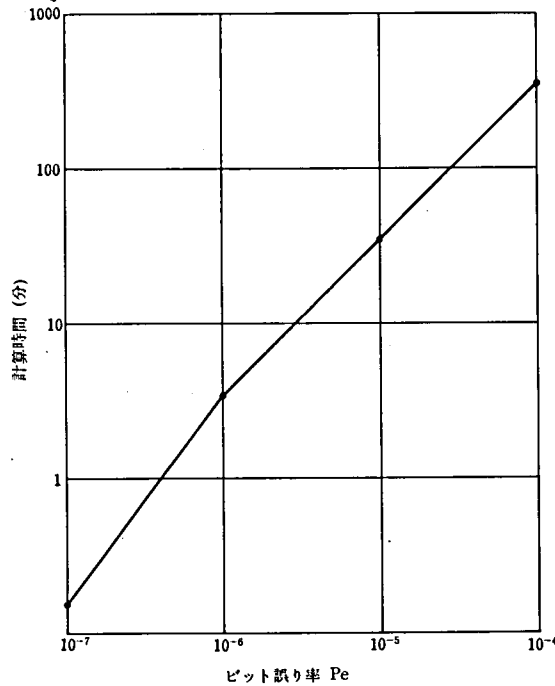
3.3.4 計算時間

CDTSIMの計算時間は通信回線のビット誤り率により大巾に異なる。ランダム誤り回線に対して、伝送速度 1,200 bit/s、シミュレーション期間1日当りの計算時間とビット誤り率の関係を第3.4図に示す。

図によると、計算時間はビット誤り率にほぼ比例して大きくなるが、ビット誤り率 10^{-5} 程度で1日当りの計算時間は35分であり数年のシミュレーションが必要な場合は事実上計算することができない。

この計算時間はサイクルタイム $1.2\mu s$ で、乗除算や浮動小数点演算のためのハードウェア・オプションがない電子計算機システムを使用した場合の値であり、これらのハードウェア・オプションがあれば $1/10$ 以下になる。

また、本プログラムはフォートランにより作成したために1ビットを電子計算機の1語に対応させているが、ビット操作が可能であるフォートライン・コンパイラを利用するか、アセンブラー水準の言語で作成して、実際の1ビットを電子計算機の1ビットに対応させるようにすればさらに計算時間を大巾に小さくすることができる。



第3.4図 シミュレーション期間1日当りのCDTSIMの所要計算時間

3.4 伝送効率

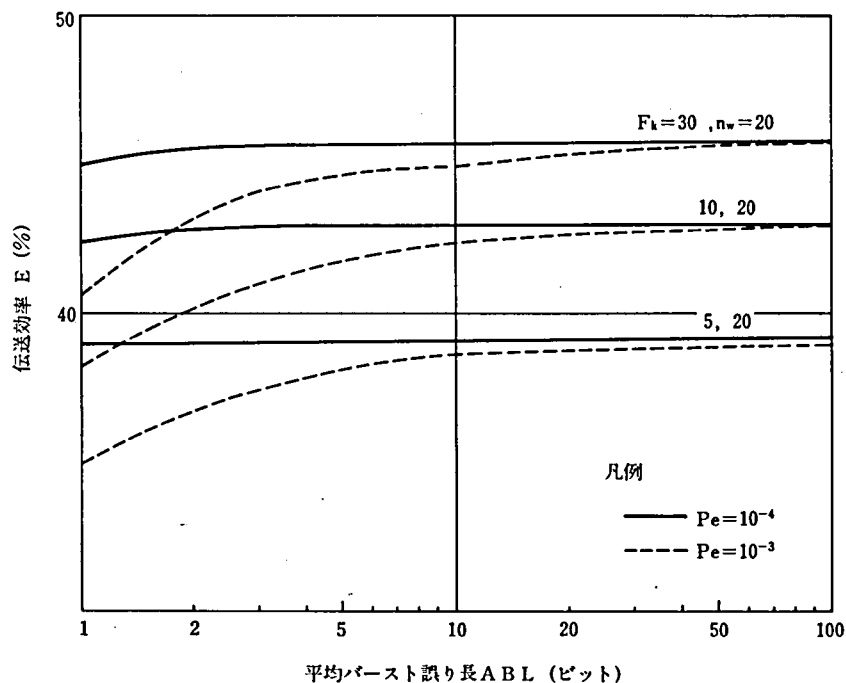
シミュレーション・プログラムCDTSIMによってCDT方式の伝送効率と通信回線におけるビット誤りのバースト性との関係を種々のフレーム構成について求めた。バースト性は平均バースト誤り長 (ABL) で表わすものとし、平均バースト誤り長が大きい程バースト性が強いという。通信回線のビット誤り率が 10^{-3} と 10^{-4} の場合の伝送効率計算例を第3.5図に示す。ビット誤り率が 10^{-5} 以下の場合、伝送効率は通信回線のビット誤り特性に殆んど影響されないで図より省略してある。これらの計算結果は次のようにまとめることができる。

- (1) 通信回線のビット誤り率が 10^{-5} 以下であれば、伝送効率 E はビット誤りのバースト性に関係なくほぼ次の伝送形式のみで定まる値となる。ただし、 $2n_w$ はワード長、 F_k は1フレーム内の情報ワードの数である。

$$E = \frac{(n_w - 1) F_k}{2n_w (F_k + 1)} \quad (3.6)$$

- (2) ビット誤り率が 10^{-5} 以上の場合、伝送効率はビット誤りのバースト性が強いときは(3.6)式で与えられる値にほぼ等しいが、バースト性が弱くなるにつれて小さくなり、ランダム誤り回線のときに最小となる。ランダム誤り回線における伝送効率は(3.6)式による値に比してビット誤り率 10^{-4} の場合に約5%、ビット誤り率 10^{-3} の場合に約10%小さくなる。

結局、現在実用されているマイクロ波回線の殆どはビット誤り率 10^{-5} 以下の伝送品質が確保されており、また回線外部に起因する瞬時性雑音による伝送品質の一時的な劣化時のビット誤り特性は非常にバースト性が強いことを考慮すると、CDT方式の伝送効率は通信回線の影響は受けないと言うことができる。



第 3.5 図 CDT方式の伝送効率

3.5 見逃し誤り率

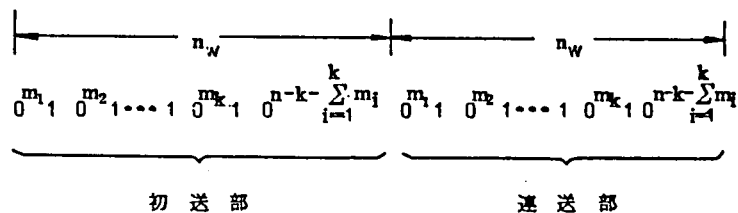
3.5.1 FBECにおける見逃し誤り率の計算式

GBECを含むより一般的な通信回線モデルである (N, k) FBEC に対する見逃し誤り率の計算式を求める。

情報ワードの長さを $2n_w$ とすると、連送照合で見逃される誤りワードは第 3.6 図に示すビット誤り系列となるとときである。図のような誤り系列の発生確率を $P(m_1, m_2, \dots, m_k : 2n_w)$ とすると次式が成立する。

$$P(m_1, m_2, \dots, m_k : 2n_w) = P(0^{m_1} 1) \{ P(0^{m_2} 1 | 1) P(0^{m_3} 1 | 1) \dots P(0^{m_k} 1 | 1) \}^2$$

$$P(0^{n_w - k - \sum_{j=2}^k m_j} 1 | 1) P(0^{n_w - k - \sum_{i=1}^k m_i} | 1) \quad (3.7)$$



ただし、 $0^m = \overbrace{0 \dots 0}^m$

$$m_i \geq 0 \quad (i=1 \sim k)$$

$$n_w - k - \sum_{i=1}^k m_i \geq 0$$

第 3.6 図 連送照合により見逃されるワード誤り

ただし、 $w(m) = P(0^m 1)$ とおくと、 $w(m)$ は次のように与えられる。

$$\left. \begin{aligned} w(0) &= P(1) - \sum_{j=k+1}^N p_j \\ w(m) &= \sum_{i=1}^k p_i P(0^m 1 | i^{-1}) + \sum_{j=k+1}^N p_j P(0^m 1 | j^{-1}) \\ &= \sum_{i=1}^k \sum_{j=k+1}^N (p_i p_{ii}^m p_{ij} + p_j p_{ji} p_{ii}^{m-1} \sum_{s=k+1}^N p_{is}) \\ &= \sum_{i=1}^k \sum_{j=k+1}^N (p_i p_{ii} p_{ij} + p_j p_{ji} \sum_{s=k+1}^N p_{is}) p_{ii}^{m-1} \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

この式と(2.8)および(付6.4)式の関係を用いると(3.7)式は次のように書くことができる。

$$P(m_1, m_2, \dots, m_k; 2n_w) = \sum_w (m_1) \left\{ \frac{k}{\pi} v(m_i) \right\}^2 v(n_w - k - \sum_{i=2}^k m_i) u(n_w - k - \sum_{i=1}^k m_i) \quad (3.9)$$

フレーム同期が常に確立していると仮定すると、パリティ検査と連送照合を併用した場合の見逃し誤り率は(3.9)式で表わされる確率を用いて次式で求めることができる。

$$P_{UD} = \sum_{k=1}^{\lfloor \frac{n_w}{2} \rfloor} \sum_{\substack{2k \\ \sum_{i=1} m_i \leq n_w - 2k}} P(m_1, m_2, \dots, m_{2k}; 2n_w) \quad (3.10)$$

$m_i (i=1 \sim 2k) : \text{非負整数}$

ただし、 $\lfloor \quad \rfloor$ はガウス記号で、2つめの総和記号は $(n_w - 2k)$ に等しいか小さい $2k$ 個の非負整数より成るすべての組 $(m_1, m_2, \dots, m_{2k})$ についての総和を意味する。

フレーム同期がはずれて同期パタンを探している間は誤り検出を行なわないので、実際の見逃し誤り率は(3.10)式で定まる値より小さくなる。しかし、電力用マイクロ波回線ではビット誤り率が 10^{-5} 以下と小さくフレーム同期はずれの発生確率が小さいため、見逃し誤り率の推定式は(3.10)式で十分である。

3.5.2 見逃し誤り率の上限値

(N, k) FBECのパラメータがすべて既知の場合の見逃し誤り率は(3.10)式で求められるが、パラメータの数が多いため一般的に論じることが困難である。本節ではGBECにおけるCDT方式の見逃し誤り率の計算例を示すとともに、その上限値について検討する。

GBECにおける見逃し誤り率は第2.11図から対応する(3, 2)FBECのパラメータを求め、それを(3.10)式に代入すれば得られる。しかし、前節と同様にしてGBECモデルから直接に見逃し誤り率を求めると比較的簡単な計算式が得られる。その結果をまとめると次のようになる。

$$P_{UD} = \sum_{k=1}^{\lfloor \frac{n_w}{2} \rfloor} \sum_{\substack{2k \\ \sum_{i=1} m_i \leq n_w - 2k}} \{ v(m_1) - h(Q-p) v(m_1 - 1) \} \left\{ \sum_{i=2}^k v(m_i) \right\}^2 v(n_w - k - \sum_{i=2}^k m_i) u(n_w - k - \sum_{i=1}^k m_i) / (p + P) \quad (3.11)$$

$m_i : \text{非負整数}$

ここに、

$$u(m) = \begin{cases} \{(J+p-Q)J^m - (L+p-Q)L^m\} / (J-L) & (m \geq 0) \\ 1/h & (m = -1) \end{cases} \quad (3.12)$$

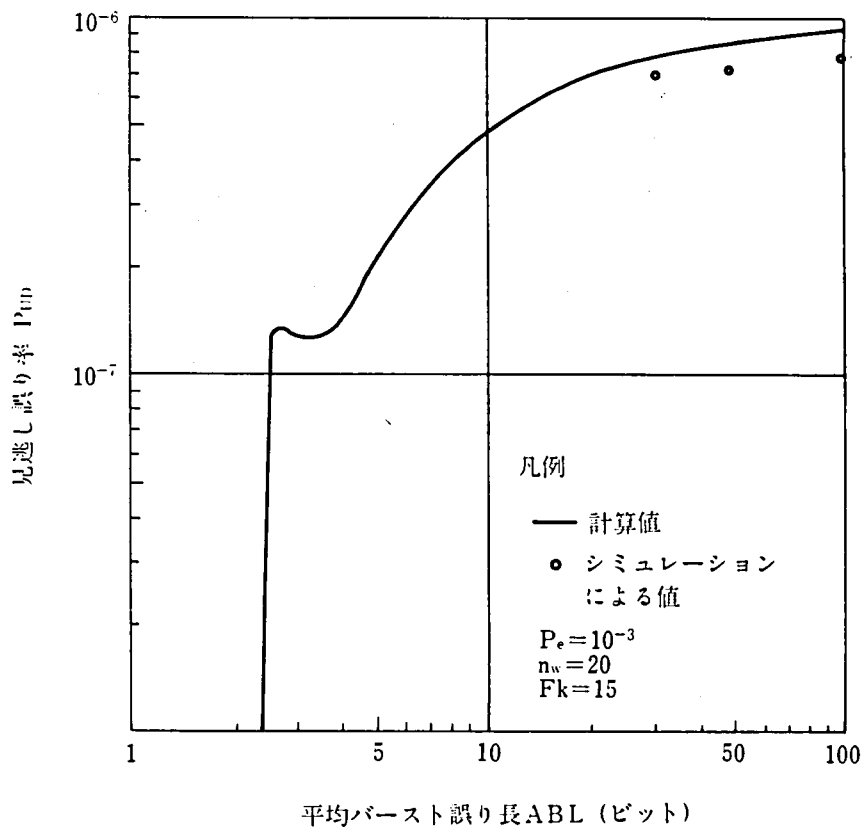
$$v(m) = u(m) - u(m+1) \quad (m \geq -1) \quad (3.13)$$

$u(-1)$, $v(-1)$ は確率を表わすものではなく (3.11) 式を簡単にするために便宜上定めたものである。

シミュレーション・プログラム CDTSIM は通信回線を GBEC としているので、このプログラムによる見逃し誤り率と (3.11) 式による値は一致しなければならない。見逃し誤り率が 10^{-6} 程度であれば CDTSIM により数時間の計算時間で求められるので、シミュレーションによる値との比較により (3.11) 式の妥当性を確める。

次の条件で (3.11) 式によって計算した見逃し誤り率を (2.9) 式で与えられる平均バースト誤り長 ABL (バースト限界 $L = 50$ ビット) に対して第 3.7 図の実線で示す。

$$\left. \begin{array}{l} n_w = 20 \\ F_k = 15 \\ P_e = 10^{-3} \end{array} \right\} \quad (3.14)$$



第 3.7 図 CDT 方式の見逃し誤り率の計算値と
シミュレーション値の比較

同じ条件で ABL が 30, 50 および 100 ビットの場合に CDTSIM で求めた値を同図に示す。これらは見逃し誤りワードの発生回数 20 でシミュレーションを打切ったときの値であるが、計算時間はいずれも約 13 時間であった。シミュレーションにより精度の高い見逃し誤り率を求めるためにはさらに計算時間を長くする必要があるが、見逃し誤り

ワード発生回数20程度でも両者は比較的良く一致している。シミュレーションによる値が計算値より小さくなっているが、この場合はビット誤り率が 10^{-3} と大きいのでフレーム同期が確立していない期間に見逃し誤りとなるビット誤りボタンが発生しているためである。

(3.11)式により見逃し誤り率の上限値を求めるために、バースト平均長と P_{UD} の関係をビット誤り率 P_e とワード長 n_w をパラメータにして計算した。例として $P_e = 10^{-5}$ の場合の結果を第3.8図に示す。第3.4.1節で述べた P_{UD} の導出過程より明らかなように連送照合のみでパリティ検査を行わない場の見逃し誤り P'_{UD} が副次的に得られるので第3.9図に示した。 $P_e = 10^{-4}$, 10^{-6} および 10^{-7} としたときの見逃し誤り率も計算したが、 $P_e = 10^{-5}$ の場合と同様な傾向となっている。なお、いずれの場合も $h = 0.5$ として計算した。

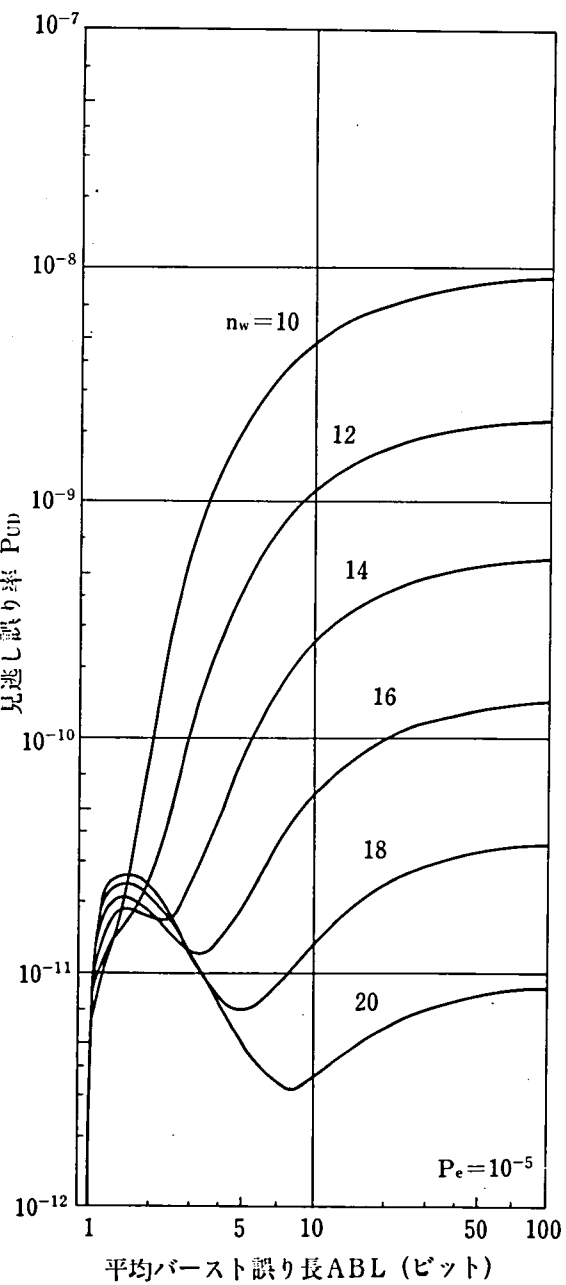
第3.9図によると、 P'_{UD} は ABL が大きくなるにつれて減少し最小値になってから大きくなって一定値に収束する。これに対して P_{UD} は $ABL = 1.0$ (ランダム誤り回線に相当)のときにパリティ検査を併用するために非常に小さな値となり、 n が大きくなると $ABL = 1.5$ 付近で極大となる。バースト性がある程度大きいと P_{UD} はワード長が大きくなるにつれて小さくなるが、 $ABL = 1.5$ 程度のランダム誤り回線に近い場合は、ワード長が大きくなると P_{UD} はむしろ若干大きくなる。

P_{UD} の上限値(最悪値)を \bar{P}_{UD} として、これと P_e , n_w との関係を求めると第3.10図が得られる。即ち、CDT方式の見逃し誤り率は通信回線のビット誤り率が小さければワード長に比例して小さくなるが、ビット誤り率が大きいとワード長が大きくなってもある一定値より小さくならない。第3.10図の関係は次式で表わすことができる。

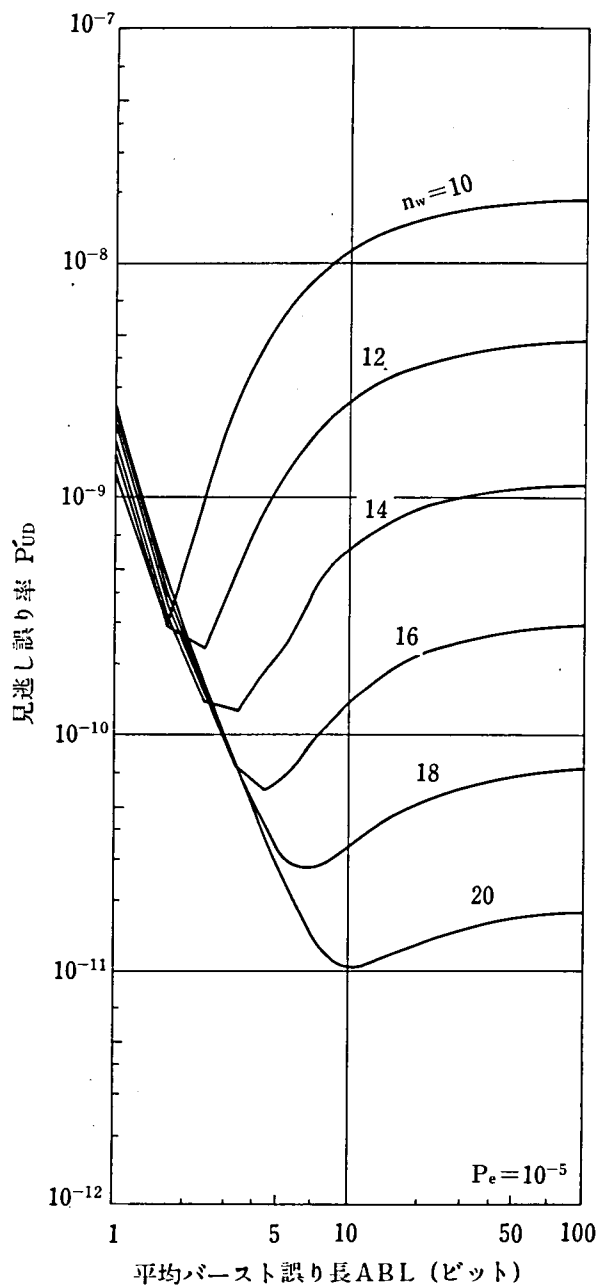
$$\log \bar{P}_{UD} = \begin{cases} \log P_e - 0.31 n_w + 0.04 & (n_w \leq -3.0 \log P_e + 3.5) \\ 2.0 \log P_e + 0.0238 n_w - 1.01 & (n_w > -3.0 \log P_e + 3.5) \end{cases} \quad (3.15)$$

電力用通信回線については、バースト誤り特性をデータ伝送試験により調査してあるものは少ないが、ビット誤り率についてはほとんどの回線について把握されている。このような場合は(3.15)式により見逃し誤り率を推定することができる。

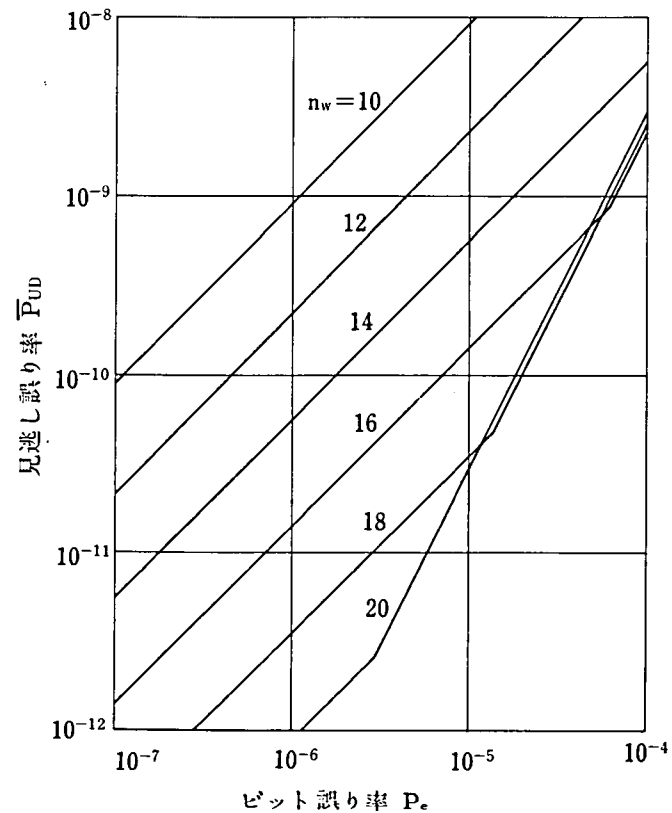
自動給電用データ伝送の場合は 10^{-12} 程度の見逃し誤り率が要求されるが、このためには1ワード長 $2n_w = 40$ として第3.10図または(3.15)式により誤りのバースト性を考慮して 10^{-6} 以下のビット誤り率の回線を使用すれば良いことになる。



第3.8図 GBE CにおけるCDT方式の見逃し誤り率



第3.9図 パリティ検査を行わない場合のCDT方式の見逃し誤り率



第3.10図 CDT方式の見逃し誤り率上限値

3.6 結 言

デジタル伝送系の新しいシミュレーション手法について述べ、これに基いてサイクリック・デジタルデータ伝送方式の伝送品質を評価するためのシミュレーション・プログラムを開発した。このプログラムによる伝送効率と見逃し誤り率の検討結果を示した。

伝送効率については電力用マイクロ波回線のビット誤り率が 10^{-5} 以下となっていたため、ビット誤りのバースト性に殆ど影響されず誤り制御方式で定まる値をとる。しかし、伝送効率は約45%と低いので、マイクロ波回線の有効利用のためには見逃し誤り率など他の伝送品質を劣化させないで伝送効率の向上を図る新しい伝送方式の検討が今後必要である。

見逃し誤り率は自動給電用データ伝送の場合特に重要であるので精細な検討を行なった。実用されているCDT方式の見逃し誤り率は非常に小さく、シミュレーション手法による実証はできなかったので近似計算式を求めた。見逃し誤り率が大きい場合についてシミュレーション手法と近似計算式とのそれぞれの結果を比較して、近似計算式の妥当性を確めた。

この近似計算式により、実用CDT方式の見逃し誤り率はビット誤り率が 10^{-6} 程度ではビット誤りのバースト性に拘らず 10^{-12} 以下となることを明らかにした。

本章で述べたシミュレーション手法の特徴はデジタルデータ伝送装置の論理的な動作をそのまま電子計算機内で実現することで、このために種々の伝送方式に適用でき、プログラムの作成も比較的容易である。しかし、今回のサイクリック・デジタルデータ伝送方式のシミュレーション・プログラムはフォートラン語で作成したことと、利用した電子計算機の演算速度が遅いため、見逃し誤り率のように長期間のシミュレーションが必要なものは十分な検討を行なうことができなかった。

アセンブラ語の使用による計算時間の大幅短縮の可能性を示唆しておいたが、この場合はプログラムの作成が困難となる。今後、電力用データ伝送システムではミニ・コンピュータやマイクロ・コンピュータが広く導入されるすう勢にあり、現在使用されているハードウェアの機能の相当部分がソフトウェア化される。これらのソフトウェアはコンピュータのスループットを向上するためにアセンブラ語で作成されるが、これらはそのままシミュレーション・プログラムの一部として利用できるため、プログラム作成は容易になる。従って、理論的に性能評価を行なうことが困難な伝送方式の検討には、本シミュレーション手法は非常に有効な手段である。

第4章 電力用マイクロ波回線の伝搬設計

4.1 緒 言

高信頼度のマイクロ波回線を構成するための基本的な問題は伝搬設計である。フェージング、降雨あるいは降雪など伝搬路の気象状態変化により回線が途絶する現象を瞬断と呼んでいるが、伝搬設計とはこれらの自然状態の変化に対して一定の信頼度を確保するために送信出力やアンテナ系などを定めることである。以下では、瞬断発生時間の比率を瞬断率という。

従来、伝搬設計は手計算で試行錯誤的に行なわれているが、電力用長距離マイクロ波回線の場合には各中継区間の長さが大きく異なるほか伝搬路も山岳、平野、海上が混在することが多くなるために設計手順は相当はん雑となり、また総合的な最適設計を求めることは困難である。このため、電力用マイクロ波回線の電子計算機に適した最適伝搬設計手法の開発が望まれている。

これまでに、1区間のマイクロ波回線の最適伝搬設計問題に対して列挙法を適用した例^(4.1)がある。しかし、多中継マイクロ波回線の場合には、著者が既に報告した要求瞬断率の区間配分法について述べたもの^(4.2)があるだけである。伝搬設計問題は一般に組合せ問題であるので多中継マイクロ波回線の場合にも列挙法を適用することができるが、中継区間数によっては計算時間の制約のため事実上最適解を求めることができなくなる。

本章では、電力用長距離マイクロ波回線の場合について、代表的な伝搬設計問題を最適化問題として定式化し、この問題に対する分枝限定法による解法を示すとともに本手法の有効性を検討する。

4.2 伝搬設計問題

4.2.1 問題の定義

回線設計は方式設計と伝搬設計に大別されるが、電力用マイクロ波回線の場合方式設計は使用目的によりほぼ定まるので伝搬設計が主な問題となる。伝搬設計項目の内、中継ルートや置局位置は限定されることが多く、また主要マイクロ波回線は要求される信頼度が高いのでフェージング対策としてスペース・ダイバーシチ受信方式（以下、SD受信方式という）を採用せざるを得ないことも多い。さらに、公衆電話回線の設計と異なる点は各中継区間における伝送品質の標準化より、長距離多中継回線に対して全区間総合の伝送品質要求を満足する経済的な設計が必要なことである。

これらの諸点を考慮して電力用マイクロ波回線の伝搬設計問題を次の仮定のもとで定義し、その解法について述べる。但し、中継数は n_R とする。

仮定1 要求信頼度は瞬断率で与えられる。

仮定2 中継ルートおよび各中継区間の距離と伝搬路種別（山岳、平野、海上）は既知である。

仮定3 瞬断の原因はレイリーフェージング（ダクト型フェージング）のみである。

仮定4 マイクロ波干渉雑音は熱雑音に較べて十分小さい。

仮定5 設計項目は各区間の送信出力、パラボラアンテナ半径およびSD受信方式採用の要・不要とする。回路損失やフィーダ損失などその他の伝搬設計に必要な諸元はすべて定まっており既知である。

仮定6 最適化の判定基準はマイクロ波無線装置とアンテナ系の費用の総和とする。この費用は各区間の送信出力、

アンテナ半径およびSD受信方式を採用するかどうかで定まり、これらの組合せに対する費用は既知とする。

以上の仮定のもとで最適伝搬設計問題を次のように定義することができる。「要求瞬断率を満たし、かつ総費用を最小とするように各区間の送信出力、アンテナ半径およびSD受信方式採用の要・不要を決定せよ。」

回線規格としては瞬断率の他に伝送品質が重要であるが、これに関する規格はスケルチレベルを適当に設定することにより満足できるものとする。仮定2については、電力用マイクロ波回線の場合ルート選択の自由度が比較的小さいので一般性を失なうものではない。また瞬断の原因となるフェージングは種々あるが、レイリーフェージングが主体的かつ一般的である。なお、SD受信方式とは空間的に離れた2つのアンテナで受信した入力を合成することにより瞬断率の改善を図るものである。

4.2.2 瞬断率の計算式

問題の定式化の準備として、本節と次節において瞬断率の計算式を示す。まず、1つの区間のレイリーフェージングによる瞬断率 P_D の計算式を求める。 P_D はスケルチマージンが十分大きいとき次式で与えられる^(4.3)。通常、スケルチマージンが30dB以上であれば次式が成立すると考えてよい。

$$P_D = \bar{P}_R / M_s \quad (4.1)$$

ここに、 \bar{P}_R : レイリーフェージング発生確率

M_s : スケルチマージン

\bar{P}_R はレイリーフェージングの発生確率でその推定値を P_R とすると電々公社の多数のマイクロ波回線を用いた実測データをまとめた結果より次の実験式が得られている^(4.3)。

$$P_R = (f/4)^{1.2} Q_p d^{3.5} \quad (4.2)$$

ここに、 f : マイクロ波周波数 (GHz)

Q_p : 伝搬路係数

山岳…………… 2.0×10^{-9}

平野…………… 5.1×10^{-9}

海上…………… $3.7 \times 10^{-7} / \sqrt{h}$

\bar{h} = 平均マイクロ波通路高 (m)

d : 区間距離 (Km)

(4.2)式はレイリーフェージング発生確率の実測値の平均値を与えるもので、これまでは設計値を $2P_R$ とする場合が多かった。しかし、最近の電力用マイクロ波回線における実測結果によると実測値が P_R の数倍程度になることもあるため、 $2P_R$ では実際のレイリーフェージング発生確率を低く見積る危険性があることが指摘されている^(4.4)。ここでは、レイリーフェージング発生確率の設計値 \bar{P}_R を設計マージンを見込んで次のように設定する。

$$\bar{P}_R = 5 P_R \quad (4.3)$$

次に、スケルチマージン M_s は G_T 、 G_R を送信および受信アンテナ利得、 Γ_0 を自由空間伝搬損失とすると次式で表わされる^(4.5)。

$$M_s = w G_T G_R / (L_T L_R \Gamma_0 L_s) \quad (4.4)$$

$$\text{ここに、 } G_\ell = 4\pi \eta_A (\pi r_\ell^2) / \lambda^2, (\ell = T, R) \quad (4.5)$$

$$\Gamma_0 = (4\pi d / \lambda)^2 \quad (4.6)$$

w : 送信出力 (W)

L_T, L_R : 送信および受信給電系の損失 (回路損失を含む)

L_s : スケルチレベル (W)

η_A : パラボラアンテナの開口能率

λ : マイクロ波波長 (m)

通常的设计では送信アンテナと受信アンテナの半径は等しくするので以下では次のように置く。

$$r_T = r_R = r_A \quad (4.7)$$

(4.4)式に(4.5)～(4.7)式を代入すると(4.8)式を得る。

$$M_s = w r_A^4 / (K d^2) \quad (4.8)$$

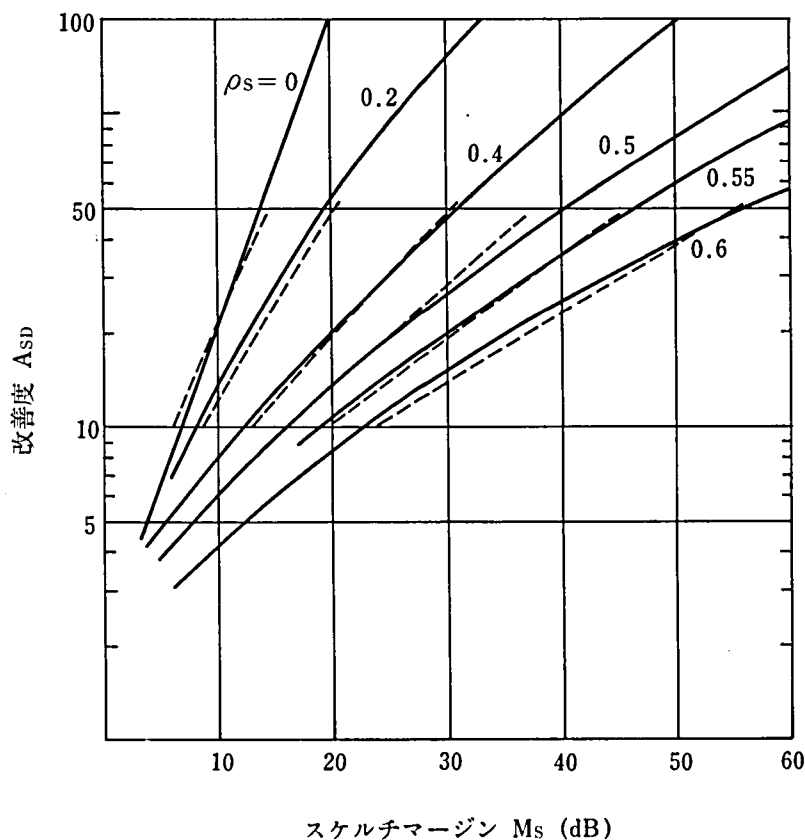
$$\text{ここに, } K = L_T L_R L_s \lambda^2 / (\pi^2 \eta_A^2) \quad (4.9)$$

(4.1)～(4.3)式および(4.8)式をまとめて次の瞬断率の計算式を得る。

$$P_D = 5 \left(\frac{f}{4} \right)^{1.2} \frac{K Q p d^{5.5}}{w r_A^4} \quad (4.10)$$

4.2.3 SD受信方式による瞬断率の改善

SD受信方式の採用による瞬断率の改善度 A_{SD} を求める。改善度が A_{SD} ということは瞬断率が $1/A_{SD}$ になることを意味する。改善度はスペース相関係数 ρ_s とスケルチマージンにより定まる。これらの関係を第4.1図に実線で示す。^(4.6) スペース相関係数とは1つのアンテナから送信されたマイクロ波の2つの空間的に離れた地点における受信電力の相関係数である。



第4.1図 SD受信方式による瞬断率の改善度

通常の伝搬設計では改善度の値は50で頭打ちとしている。また、SD受信方式を採用すると建設費の増加が著しいので、SD方式を採用するのは1桁以上の瞬断率改善が望める場合に限るものとして実用上問題がない。第4.1図によれば改善度が10と50の範囲でそれぞれのスペース相関係数を固定するとき、改善度とスケルチマージンの関係はほぼ直線とみなすことができる。従って、便宜上次式で改善度を求めるものとする。

$$A_{SD} \cong a M_s^b \quad (10 \leq A \leq 50) \quad (4.11)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ここに, } a &= 10^{(0.5+0.098\rho_s)} \\ b &= 0.81 - 0.98\rho_s \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

この近似式による A_{SD} と M_s の関係を第4.1図に破線で示した。

レイリーフェージングのような深いフェージングが発生する時には ρ_s について次の実験式が得られている。^(4.7)ただし、大地反射波はないものとした。

$$\rho_s = \exp(-0.0021 \Delta h f \sqrt{0.4d}) \quad (4.13)$$

ここに、 Δh ：垂直方向の受信アンテナ間隔(m)

ρ_s の実測値と推定値を比較すると実際の瞬断率改善度は設計マージンを見込み(4.13)式で推定される ρ_s を用いて求められる A の1/2程度とする必要がある。^(4.4)

以上の考察により設計上の改善度 A_{SD} を次式で想定するものとする。

$$A_{SD} = \begin{cases} 1 & (a M_s^b < 10) \\ (a/2) M_s^b & (10 \leq a M_s^b \leq 50) \\ 25 & (a M_s^b > 50) \end{cases} \quad (4.14)$$

従って、SD受信方式を採用した場合の瞬断率 P_{SD} は次式で与えられる。

$$P_{SD} = P_D / A_{SD} \quad (4.15)$$

4.2.4 問題の定式化

前節までの結果をまとめて伝搬設計問題を定式化することができる。

はじめに、要求瞬断率は P_{req} 以下であるとして瞬断率に関する制約条件を求める。以下ではこれまでに現われた記号で各区間毎に内容が異なるものについては第 i 区間に対応する添字 i をつけて区別するものとし、新たに第 i 区間におけるSD受信方式採用の要・不要を表わす変数 u_i を導入する。

$$u_i = \begin{cases} 1 & (\text{要}) \\ 0 & (\text{不要}) \end{cases} \quad (4.16)$$

この変数を用いると、第 i 区間の瞬断率 $P_{D_i}(u_i)$ を次のように書くことができる。

$$P_{D_i}(u_i) = (1 - u_i) P_{D_i} + u_i P_{SD_i} \quad (4.17)$$

各区間のレイリーフェージングは一般に互いに独立に発生するものと考えられるので、回線の総合瞬断率は各区間瞬断率の和となる。すなわち、瞬断率に関する制約条件は次のようになる。

$$\sum_{i=1}^{n_R} P_{D_i}(u_i) \leq P_{req} \quad (4.18)$$

次に回線の総費用を表わす目的関数を求める。送信出力 w のマイクロ波無線装置の費用を $C_S(w)$ 、半径 r_A のパラボラアンテナの費用を $C_A(r_A)$ とする。SD受信方式を採用する場合には受信アンテナが1つ増え、その他SD受信方式のために必要な付加装置の費用は C_{SD} であるとする。このとき、回線の総費用 C は次式で与えられる。

$$C = \sum_{i=1}^{n_R} \{ C_S(w_i) + (2 + u_i) C_A(r_{A_i}) + u_i C_{SD} \} \quad (4.19)$$

結局、最適伝搬設計問題は送信出力のとり得る値を $W_1, W_2, W_3, \dots, W_s$ 、アンテナ半径のとり得る値を $R_1, R_2, R_3, \dots, R_t$ とすると次のように定式化することができた。以下ではこれを問題Pと呼ぶ。なお、問題が明確になるように式を再掲してまとめた。

〔問題P〕

(4.20)～(4.26)式の制約条件のもとで、(4.19)式の目的関数Cを最小にするような変数 $\{(w_i, r_{Ai}, u_i), i = 1, 2, 3, \dots, n_R)\}$ を求めよ。

$$\sum_{i=1}^{n_R} \left\{ (1 - u_i) P_{Di} + u_i \frac{P_{Di}}{A_{SDi}} \right\} \leq \text{Preq} \quad (4.20)$$

$$P_{Di} = 5 \left(\frac{f}{4} \right)^{1.2} \frac{K_i Q_i d_i^{3.5}}{M_{sj}} \quad (4.21)$$

$$A_{SDi} = \begin{cases} 1 & (a M_{sj}^b < 10) \\ (a/2) M_{sj}^b & (10 \leq a M_{sj}^b \leq 50) \\ 25 & (a M_{sj}^b > 50) \end{cases} \quad (4.22)$$

$$M_{sj} = w_i r_{Ai} / (K d_i^2) \quad (4.23)$$

$$w_i \in \{W_1, W_2, W_3, \dots, W_s\} = W \quad (4.24)$$

$$r_{Ai} \in \{R_1, R_2, R_3, \dots, R_t\} = R \quad (4.25)$$

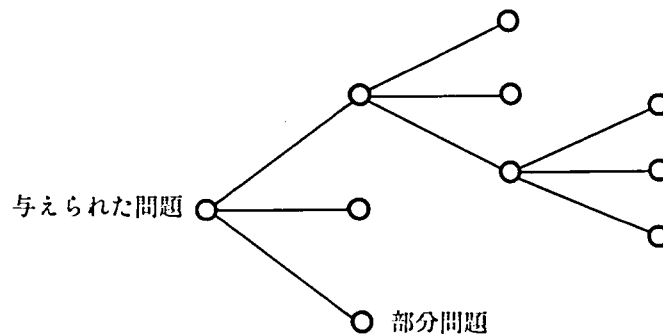
$$u_i \in \{0, 1\} = U \quad (4.26)$$

4.3 分枝限定法による最適伝搬設計手法

4.3.1 分枝限定法

直接解くことが困難な問題が与えられた時、よりやさしい部分問題を次々に生成し、それを解くことにより元の問題の最適解を得ることができる場合がある。しかし、生成される部分問題の数が大きくなると事実上最適解を得ることができなくなる。

分枝限定法はこのような問題に対して、実際に解く部分問題の範囲をできるだけ限定して効率よく最適解を得ようとするものである。部分問題を節点に対応させ、ある部分問題とそれから生成される部分問題に対応する節点間を枝で結ぶものとすれば、分枝限定法の場合は第4.2図のようなグラフで表わすことができる。このグラフを探索グラフと呼ぶ。部分問題からいくつかの部分問題を生成することを探索グラフとの対応から分枝という。分枝の過程で得られたこれま



第4.2図 分枝限定法の場合図(探索グラフ)

で最も良い許容解を暫定解、問題の性質によりさらに分枝する必要のない節点を終端節点という。また、ある節点に対応する部分問題からの分枝の可能性をすべて調べたならば、その節点は掃査済みであるという。

4.3.2 分枝限定法の適用

4.2.4 節で定式化した問題 P に分枝限定法の考え方を適用するために問題 P の部分問題を定義する。第 i 区間の変数 w_i, r_{Ai}, u_i に対して次のベクトル Y^i を定義し、これを第 i 区間の区間解と呼ぶことにする。

$$Y^i = (w_i, r_{Ai}, u_i) \quad (4.27)$$

第 i 区間の瞬断率と費用を区間解を用いてそれぞれ $f_{Pi}(Y^i), f_C(Y^i)$ と表わす。これらは (4.17), (4.19) 式により次のように書くことができる。

$$f_{Pi}(Y^i) = f_{Pi}(w_i, r_{Ai}, u_i) = (1 - u_i)P_{Di} + u_i P_{SDi} \quad (4.28)$$

$$f_C(Y^i) = f_C(w_i, r_{Ai}, u_i) = Cs(w_i) + (2 + u_i)CA(r_{Ai}) + u_i C_{SD} \quad (4.29)$$

区間解は (4.24) ~ (4.26) より $m = 2st$ 通りあるが、それぞれに 1 から m までの番号をつけて区別するものとする。第 i 区間の x_i 番目の区間解を $Y_{x_i}^i$ とすると (4.30) および (4.31) 式が成立するようにできる。なぜなら、ある x_i について (4.30) 式が成立しかつ (4.31) 式が成立しなければ、 $Y_{x_i}^i + 1$ は問題 P の最適解に含まれることはないので予め許容解から除くことができるからである。

$$f_C(Y_{x_i}^i) < f_C(Y_{x_i+1}^i) \quad (x_i = 1, 2, 3, \dots, m) \quad (4.30)$$

$$f_{Pi}(Y_{x_i}^i) > f_{Pi}(Y_{x_i+1}^i) \quad (x_i = 1, 2, 3, \dots, m) \quad (4.31)$$

このようにして定まる x_i を第 i 区間の区間解の次数と呼ぶ。次数 1 の区間解はその区間を最小費用設計（瞬断率最大）とすること、また次数 m の区間解はその区間を最大費用設計（瞬断率最小）とすることを意味する。

区間についての次数という概念を用いると問題 P は次数の最適な組合せを求める問題と考えることができる。次数の組合せを表すベクトル X を次のように定める。

$$X = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n_R}) \quad (4.32)$$

X は問題 P の 1 つの解に対応するが、これの許される領域を D とすると問題 P は次のようにい換えることができる。

[問題 P]

$$\text{目的関数: } \sum_{i=1}^{n_R} f_C(Y_{x_i}^i) \rightarrow \text{最小} \quad (4.33)$$

$$\text{制約条件: } \sum_{i=1}^{n_R} f_{Pi}(Y_{x_i}^i) \leq \text{Preq} \quad (4.34)$$

$$(x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n_R}), \in D \quad (4.35)$$

$$D = \{(x_1', x_2', x_3', \dots, x_{n_R}') \mid x_i' \in (1, 2, 3, \dots, m), \\ i = 1, 2, 3, \dots, n_R\} \quad (4.36)$$

ここで、問題 P において (4.36) 式の領域 D をその部分領域で置き換えることにより得られる問題を問題 P の部分問題と定義する。従って、もし問題 P の最適解が存在すれば、それを最適解に持ついくつかの部分問題が存在することになる。

以下に、このように定義した部分問題に関する分枝法と部分問題集合の限定について述べる。

<分枝法>

最初のいくつかの区間の固定された次数 k_1, k_2, k_3, \dots をベクトル k で表わす。 k の次元を $v(k)$ とする。

$$k = (k_1, k_2, k_3, \dots, k_{v(k)}) \quad (4.37)$$

この k と問題 P の1つの部分問題を対応させる。この部分問題を $P\{k_1, k_2, k_3, \dots, k_{v(k)}\}$ 、または簡略化して $P\{k\}$ と表わす。 $v(k)$ を改めて問題 $P\{k\}$ のランクと呼ぶことにする。

〔問題 $P\{k\}$ 〕

目的関数：(4.33)式 \rightarrow 最小

制約条件：(4.34)式、および

$$(x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n_R}) \in D_k \quad (4.38)$$

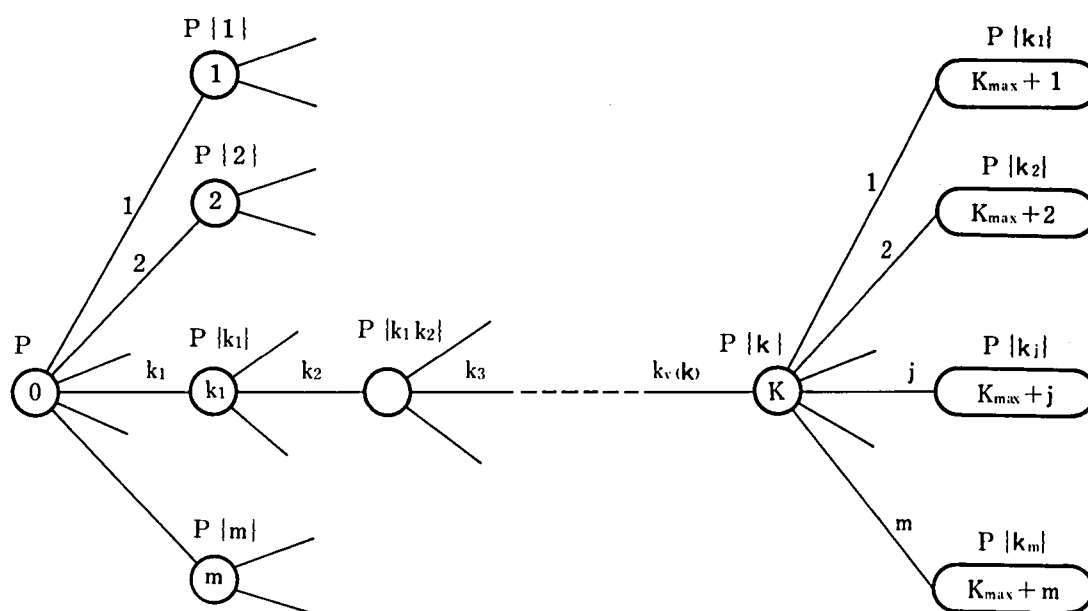
$$D_k = \{k_1, k_2, k_3, \dots, k_{v(k)}, x'_{v(k)+1}, \dots, x'_{n_R}\} \\ |x'_i| \in (1, 2, 3, \dots, m), i = v(k)+1, v(k)+2, \dots, n_R \quad (4.39)$$

部分問題 $P\{k\}$ から次の m 個の部分問題を生成することができる(分枝規則)。新たに生成された問題のランクは $v(k)+1$ である。

$$P\{k_j\} = P\{k_1, k_2, k_3, \dots, k_{v(k)}, j\} \quad (4.40)$$

問題 P をランク0の部分問題と考え、この問題から始めて上述の分枝規則に従って部分問題を次々に生成すればすべての部分問題を求めることができる。

この分枝規則と探索グラフとの対応について述べる。問題 P に対応した節点0を初期探索グラフとする。問題 P から分枝規則によって生成される部分問題に対する節点、およびこの節点と節点0を結ぶ枝を探索グラフに付加し、節点0は掃査済みとされる。付加された節点に結ばれる枝の値は、その節点に対応する部分問題を生成するときに新たに固定された度数とする。次に、探索グラフに含まれる最も番号の小さい未掃査節点を選び、同様な手続きにより探索グラフに節点と枝を付加する。以下、この手続きを繰返す。いま、ある時点で節点番号の最大値が K_{\max} 、未掃査節点番号の最小値が K であるとし、節点 K に対応する問題を $P\{k\} = P\{k_1, k_2, k_3, \dots, k_{v(k)}\}$ とする。このとき、節点 K から分枝して得られる節点は第4.3図に示すように番号 $(K_{\max}+1)$ から $(K_{\max}+m)$ までの m 個となる。これらに対応する部分問題は図に示した通りである。探索グラフにおいて節点 K に入る枝の値を $e(K)$ と表わすものとする。第4.3図の場合は $e(K) = k_{v(k)}$ の関係がある。



第4.3図 問題 P の探索グラフ

<部分問題集合の限定>

(4.3.9)式で定義した領域 D_K の費用の下限値を $C_T(K)$ 、瞬断率の上限値を $P_T(K)$ 、その下限値を $P_T^*(K)$ とする。(4.3.0)および(4.3.1)式により次の関係が成立する。ここに、 $v(K)$ は $v(k)$ に等しく、節点 K のランクと呼ばれる。

$$C_T(K) = \sum_{i=1}^{v(K)} f_C(Y_{ki}^i) + \sum_{i=v(K)+1}^{n_R} f_C(Y_i^i) \quad (4.41)$$

$$P_T(K) = \sum_{i=1}^{v(K)} f_{P_i}(Y_{ki}^i) + \sum_{i=v(K)+1}^{n_R} f_{P_i}(Y_i^i) \quad (4.42)$$

$$P_T^*(K) = \sum_{i=1}^{v(K)} f_{P_i}(Y_{ki}^i) + \sum_{i=v(K)+1}^{n_R} f_{P_i}(Y_m^i) \quad (4.43)$$

部分問題の定義より、問題 $P\{K\}$ の部分問題の許容解の費用は $C_T(K)$ より大きく、その瞬断率は $P_T^*(K)$ より大きい。従って、問題 P の1つの許容解が求められてその費用が $C_T(K)$ より小であったとすれば、問題 $P\{k\}$ すなわち、節点 K から生成される部分問題の解は問題 P の最適解になり得ない。また、 $P_T^*(K)$ が要求瞬断率より大であれば、問題 $P\{K\}$ から生成される部分問題は許容解を持たない。これらの性質を利用して部分問題集合を限定することができる。

以上の考察より、もし(4.4.4)式が成立する場合には、問題 $P\{k\}$ の最適解 $X(k)$ は(4.4.5)式で与えられることがわかる。

$$P_T(K) \leq \text{Preq} \quad (4.44)$$

$$X(k) = (k_1, k_2, k_3, \dots, k_{v(k)}, \overbrace{1, 1, \dots, 1}^{n_R - v(k)}) \quad (4.45)$$

4.3.3 初期暫定解

一般にある問題を分枝限定法に基くアルゴリズムで解く場合、何らかの方法で最適解にできるだけ近い許容解が得られれば計算時間を短縮することができる。ここでは問題 P を解くアルゴリズムを求める前に、初期暫定解の求め方について述べる。

4.2.4節で定式化した結果に戻って考える。問題 P において変数 r_{Ai} 、 u_i を次のように固定する。

$$\left. \begin{array}{l} r_{Ai} = r_A \\ u_i = 0 \end{array} \right\} \quad (i=1, 2, 3, \dots, n_R) \quad (4.46)$$

さらに、 w_i を正の実数としマイクロ波無線装置の費用は送信出力に比例するものとする。このとき問題 P は瞬断率の制約条件のもとで各区間の送信出力を最適に配分する問題 P' に還元される。

[問題 P']

$$\text{目的関数: } \sum_{i=1}^{n_R} w_i \rightarrow \text{最小} \quad (4.47)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{制約条件: } \sum_{i=1}^{n_R} 5 \left(\frac{f}{4} \right)^{1.2} \frac{K_i Q_{pi} d_i^3}{w_i^4 r_{Ai}} \leq \text{Preq} \\ w_i > 0 \end{array} \right\} \quad (4.48)$$

問題 P' はLagrangeの未定乗数法で解くことができる。問題 P' の最適解を与える第 i 区間の送信出力を w_i 、これに対応する区間瞬断率を P_i とする次式を得る。

$$w_i = 5 \left(\frac{f}{4} \right)^{1.2} K_i \left\{ \sum_{i=1}^{n_R} \sqrt{K_i Q_{pi} d_i^{5.5}} \right\} \sqrt{K_i Q_{pi} d_i^{5.5}} / \text{Preq} \quad (4.49)$$

$$P_i = \frac{\sqrt{K_i Q_{pi} d_i^{5.5}}}{\sum_{i=1}^{n_R} \sqrt{K_i Q_{pi} d_i^{5.5}}} \text{Preq} \quad (4.50)$$

(4.50) 式は各区間の伝搬路種別と距離が与えられたとき、送信出力を連続量と考えてその総和を最小にするためには要求瞬断率を $\sqrt{K_i Q_{pi} d_i^{5.5}}$ に従って各区間に比例配分すれば良いことを示している。

この結果に基づいて次の手順で問題Pの初期暫定解を定めることができる。

手順1：要求瞬断率を(4.50)式により各区間に配分し、 P_i を第*i*区間の要求瞬断率とする。

手順2： $i = 1$ とする。

手順3： $f_{P_i}(W_s, R_t, 1) \geq P_i$ ならば $(w_i^*, r_{Ai}^*, u_i^*) = (W_s, R_t, 1)$ として手順5へ行く。

手順4：(4.51)および(4.52)式を満足するような w_i^*, r_{Ai}^*, u_i^* を求める。

$$f_{P_i}(w_i^*, r_{Ai}^*, u_i^*) \leq P_i \quad (4.51)$$

$$f_C(w_i^*, r_{Ai}^*, u_i^*) = \min_{\substack{w_i \in W \\ r_{Ai} \in R \\ u_i \in U}} f_C(w_i, r_{Ai}, u_i) \quad (4.52)$$

手順5： $i < n_R$ ならば、 $i = i + 1$ として手順3へ戻る。

手順6： $\{(w_i^*, r_{Ai}^*, u_i^*), i = 1, 2, 3, \dots, n_R\}$ が(4.20)式を満足すれば、これを初期暫定解とする。そうでなければ、初めのいくつかの区間に対応する解を区間瞬断率最小の解 $(W_s, R_t, 1)$ で置き換えて(4.20)式を満足するようにしたものを初期暫定解とする。

4.3.4 アルゴリズムの記述

以上の考察をまとめて得られたアルゴリズムを示す。このアルゴリズムのフロー図を第4.4図に示した。図中の番号は以下の手順番号と対応している。

手順1：(4.30)、(4.31)式を満足する区間解 Y^i ($i = 1 \sim n_R$)を求める。

手順2：次式が成立すれば、問題Pは許容解を持たないので終了する。

$$\sum_{i=1}^{n_R} f_{P_i}(Y_m^i) \geq \text{Preq} \quad (4.53)$$

手順3：4.3.3節で述べた手順により初期暫定解を求める。この解の費用を \bar{C}_T とする。

手順4：ランク0の節点0を初期探索グラフとする。節点0には問題Pを対応させる。

手順5：次式が成立すれば、 $X(0) = (1, 1, 1, \dots, 1)$ が最適解である。終了。

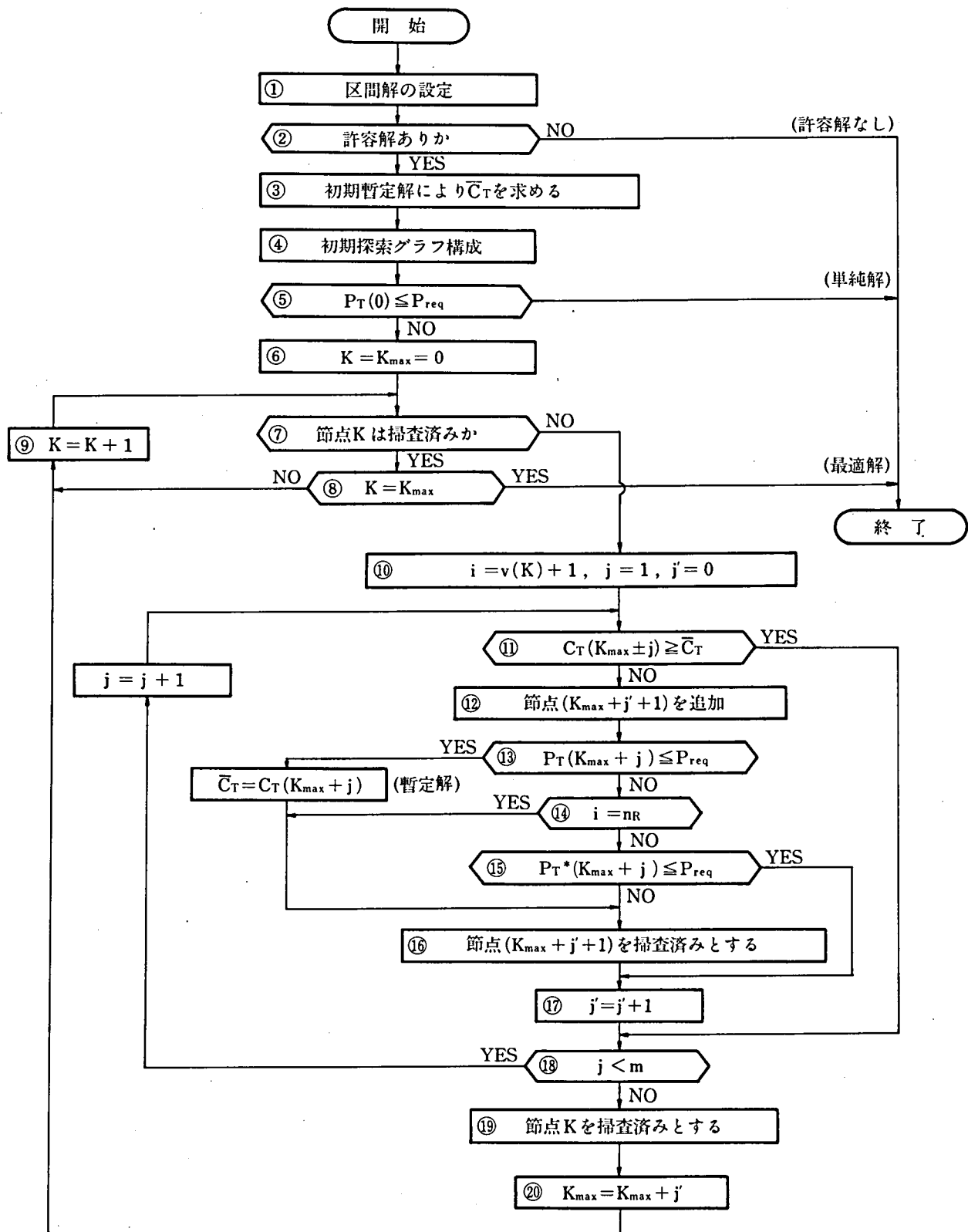
$$P_T(0) = \sum_{i=1}^n f_{P_i}(Y_i^1) \leq \text{Preq} \quad (4.54)$$

手順6： $K = 0$, $K_{\max} = 0$ とおく。

手順7：節点Kが未掃査であれば手順10へ行く。

手順8： $K = K_{\max}$ であれば、現在の暫定解を最適解として終了する。

手順9： $K = K + 1$ として手順7へ行く。



第4.4図 最適伝搬設計手法のフロー図

手順10: $i = v(K) + 1$, $j = 1$, $j' = 1$ とおく。節点Kは(4.37)式で与えられるkに関する部分問題に対応しているものとする。なお、 j' は節点番号の連続性を保つための補助的変数である。

手順11: (4.55)式が成立すれば、部分問題 $P\{k_j\}$ は問題Pの最適解を含まないので手順18へ行く。

$$C_T(K_{\max} + j) = \sum_{i=1}^{v(K)} f_0(Y_{ki}^i) + f_0(Y_j^{v(K)+1}) + \sum_{i=v(K)+2}^n f_0(Y_i^i) \quad (4.55)$$

手順12: 節点 $(K_{\max} + j' + 1)$ を追加する。これに対応する部分問題は $P\{k_j\}$ である。

手順13: (4.56)式が成立すれば、 $P\{k_j\}$ の最適解は問題Pの許容解であるのでこれを新しい暫定解とし、

$C_T = C_T(K_{\max} + j)$ と置き換えて手順16へ行く。

$$P_T(K_{\max} + j) = \sum_{i=1}^{v(K)} f_{pi}(Y_{ki}^i) + f_{pi}(Y_j^{v(K)+1}) + \sum_{i=v(K)+2}^n f_{pi}(Y_i^i) \quad (4.56)$$

手順14: $i = n_R$ であれば、節点 $(K_{\max} + j' + 1)$ から分枝することができないので手順16へ行く。

手順15: (4.57)式が成立すれば、節点 $(K_{\max} + j' + 1)$ からさらに分枝する必要があるので手順17へ行く。

$$P_T^*(K_{\max} + j) \leq \text{Preq} \quad (4.57)$$

手順16: 節点 $(K_{\max} + j' + 1)$ を掃査済みとする。

手順17: $j' = j' + 1$ とする。

手順18: $j < m$ であれば、節点Kからまだ分枝する可能性があるので $j = j + 1$ として手順11へ戻る。

手順19: 節点Kを掃査済みとする。

手順20: $K_{\max} = K_{\max} + j'$ として手順9へ行く。

4.4 モデル回線に対する適用

4.4.1 モデル回線と計算結果

最近、(社)電気協同研究会において高信頼度を要求される電力用マイクロ波回線設計のための基本的な考え方が検討されるとともに、いくつかのモデル回線についての設計例が示された。^(4.4) これらの中から第4.1表のようなモデル回線を選んで本手法を適用し、その有効性について検討する。ビット誤り率に関する要求を満たすためのスケルチレベルは情報量や中継方式を考慮して設定されるが、詳細については文献(4.4)を参照されたい。また、給電系の損失は全区間で同一とした。

最適伝搬設計問題を解くために装置の費用を定める必要がある。ここでは、いずれの区間についてもマイクロ波無線装置は1Wまたは3W、パラボラアンテナは半径1.5mまたは2mのものが使用できるものとし、各マイクロ波装置の費用を第4.2表のように想定する。

第4.1表 モデル回線

伝 送 距 離	250 Km
伝 送 方 式	基礎群帯域高速度データ伝送 (48 k bit/s, VSB変調方式)
情 報 量	電話換算で960 チャンネル相当
ビット誤り率	10^{-7} 以下
スケルチレベル	-71 dBm
搬 送 周 波 数	6.7 GHz
区 間 数	海上区間1, 平野区間4
区 間 距 離	全区間50 Km
中 継 方 式	超群中継1, 群中継3
そ の 他	$L_T + L_R = 7.8$ dB $\Delta h = 10$ m

モデル回線の場合、全区間とも中継距離が等しいので区間解は伝搬路種別のみに依存する。海上および平野区間に対する区間解を第4.3表にまとめた。いずれの区間についても $w = 3(W)$, $r_A = 1.5(m)$, $u = 0$ という区間解は含まれていないが、この解は(4.30)および(4.31)式を満足するようにできないので予め除いてある。

モデル回線について、3つの要求瞬断率に対する最適伝搬設計結果を第4.4表にまとめた。たとえば、 $P_{req} = 5 \times 10^{-5}$ の場合の最適解はいずれの区間も送信出力は1WでSD受信方式を採用する必要がなく、アンテナ直径は海上区間と平野区間のうち3区間で4mとし、残り1区間は3mとすることを示している。これに対して $P_{req} = 1 \times 10^{-5}$ とすると、海上区間はアンテナ直径3mとしてSD受信方式を採用し、平野区間はいずれもSD受信方式を採用する必要はないが、送信出力、アン

第4.2表 マイクロ波装置の費用

装 置	項 目	費 用($\times 10^3$)	そ の 他
パラボラアンテナ	半径 1.5	900	レドーム付
	(m) 2	1,700	
マイクロ波無線装置	出力 1	15,000	容量960チャンネル 現用・予備一式
	(W) 3	17,000	
SD受信方式用付加装置		9,000	導波管費用を含む

第4.3表 モデル回線に対する区間解

伝搬路	次数	区 間 解 Y			$f_C(Y)$ ($\times 10^3$)	$f_P(Y)$
		w(W)	$r_A(m)$	u		
海 上	1	1	1.5	0	16,800	4.75×10^{-5}
	2	1	2	0	18,400	1.50×10^{-5}
	3	3	2	0	20,400	5.01×10^{-6}
	4	1	1.5	1	27,600	3.40×10^{-6}
	5	3	1.5	1	29,600	8.27×10^{-6}
	6	1	2	1	30,800	7.74×10^{-6}
	7	3	2	1	32,800	2.00×10^{-6}
平 野	1	1	1.5	0	16,800	1.46×10^{-5}
	2	1	2	0	18,400	4.63×10^{-6}
	3	3	2	0	20,400	1.54×10^{-6}
	4	1	1.5	1	27,600	1.05×10^{-6}
	5	3	1.5	1	29,600	2.55×10^{-7}
	6	1	2	1	30,800	2.38×10^{-7}
	7	3	2	1	32,800	6.17×10^{-8}

第4.4表 モデル回線における最適伝搬設計

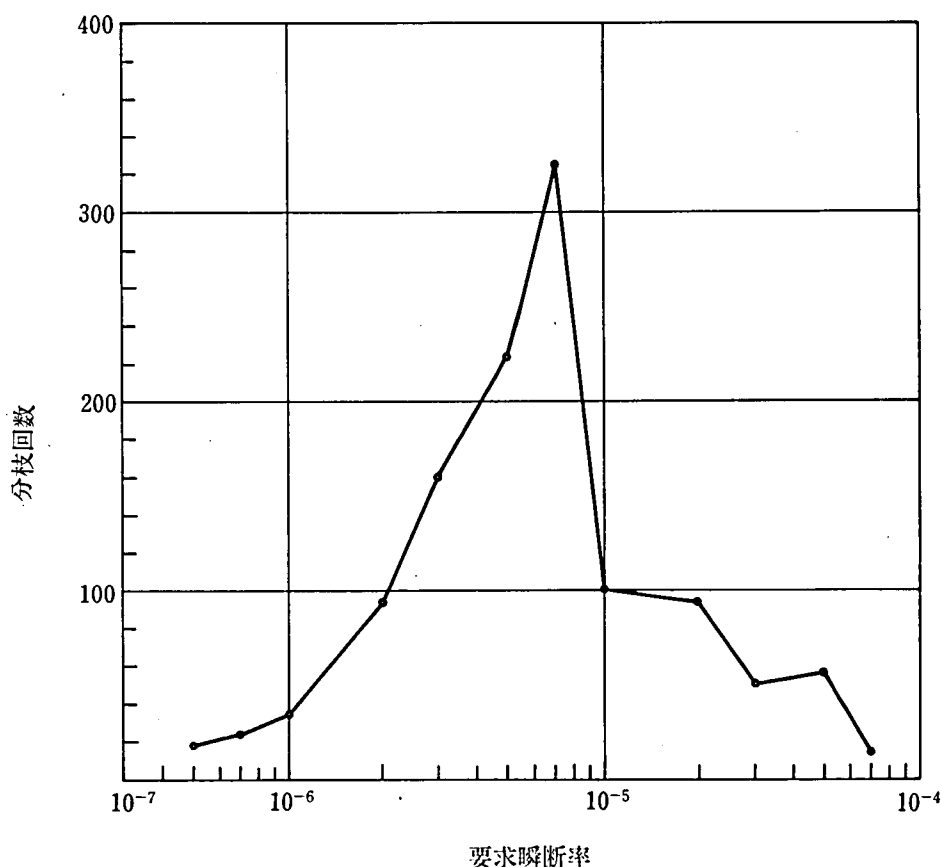
設計項目	5×10^{-5}			1×10^{-5}		5×10^{-6}		
	海 上	平 野	平 野	海 上	平 野	海 上	平 野	平 野
伝 搬 路 種 別	海 上	平 野	平 野	海 上	平 野	海 上	平 野	平 野
区 間 数	1	3	1	1	4	1	1	3
無 線 装 置 出 力(W)	1	1	1	1	3	3	3	3
ア ン テ ナ 直 径(m)	4	4	3	3	4	4	4	4
S D 受 信 方 式 の 採 用	不 要	不 要	不 要	要	不 要	要	要	不 要
スケルチマージン (dB)	39.5	39.5	34.6	44.3	44.3	44.3	44.3	44.3
区 間 瞬 断 率	1.5×10^{-5}	4.6×10^{-6}	1.5×10^{-5}	3.4×10^{-6}	1.5×10^{-6}	2.0×10^{-7}	6.2×10^{-8}	1.5×10^{-6}
総 合 瞬 断 率	4.4×10^{-5}			9.4×10^{-6}		4.9×10^{-6}		
費 用 ($\times 10^3$)	90,400			109,200		126,800		

テナ直径は許される最大の3Wおよび4mとすることになる。最も要求瞬断率の小さい $\text{Preq} = 5 \times 10^{-6}$ の場合は、海上区間および平野の1区間で最小瞬断率設計とすることが必要がある。これらの結果から要求瞬断率が小さくて、ある区間でSD受信方式を採用せざるを得ない場合はレイリーフェージング発生確率の大きい区間から優先的に採用するのが経済的であると言える。

4.4.2 要求瞬断率と計算時間

計算時間は中継区間数、送信出力やアンテナ半径のとり得る値の範囲、要求瞬断率等によって異なる。一般に分枝限定法による解法の計算時間は分枝回数にほぼ比例する。そこで本手法の有効性を検討するため、モデル回線についての要求瞬断率と最適解を得るのに必要な分枝回数を求めると第4.4図のようになった。分枝回数は実際に瞬断率や費用を計算した解の数に比例する。第4.4図によると分枝回数は要求瞬断率が 7×10^{-6} 付近で最大の335となる。これは考えられるすべての解の数 $8^5 = 32768$ に比べて非常に小さく、本手法が有効であることを示している。また、分枝回数が最大となる場合でも計算時間は約60秒であり、本手法は十分実用的であることが明らかとなった。

分枝回数は要求瞬断率が 7×10^{-6} より小さくなるか、あるいはそれよりも大きくなるにつれて急激に小さくなる。前者は瞬断率に関する限定、後者は費用に関する限定の効果を示している。このことは、それぞれの探索グラフを調べることにより確かめることができる。



第4.4図 要求瞬断率と分枝回数の関係

4.5 結 言

電力用多中継マイクロ波回線の最適伝搬設計問題に対する分枝限定法の適用を検討した。分枝限定法は複雑な最適化問題の一つの解法を概念的に述べたもので、一般にその適用に際しては問題の性質を十分考慮して解法に組込まないと有効な解法となり得ない。ここでは最適伝搬設計問題を組合せ問題として定式化した。各区間の瞬断率が区間の次数に対して単調減少となる性質を利用することにより比効的簡単なアルゴリズムで解けることを示した。

主幹送電系統保護のために使用されるマイクロ波回線のモデル回線について本手法の有効性を検討し、本手法は十分実用的であること確認した。このモデル回線は現在の電力用情報伝送システムにおいて、信頼度的に最も厳しい設計が必要なマイクロ波回線に相当するものである。

分枝限定法を基本とする解法は解析的なものと異なり制約条件の変更や追加に容易に対応でき、制約条件が追加されると計算時間はむしろ小さくなることが期待される。従って、今回定式化した問題よりも設計変数が増したり、制約条件が複雑になってもアルゴリズムの若干の修正で対応できる。

今後は、マイクロ波干渉雑音やインパルス性雑音等による伝送品質劣化も考慮したより実的な自動設計手法を確立する必要がある。

第5章 2ルート構成マイクロ波回線の稼働率予測手法

5.1 緒 言

第4章でフェージング発生によるマイクロ波回線の信頼性低下を補償する設計手法について述べたが、さらにマイクロ波装置の故障を含めた信頼性について述べる。マイクロ波回線は一定の保守体制のもとで故障装置の修復を行ないシステムとして十分な信頼性を保つように運用される。このようなシステムの信頼性は稼働率によって評価することができる。

マイクロ波回線ではマイクロ波装置などの故障やフェージング発生などの伝搬路状態の変化による信頼性低下が避けられないので、1つの回線で十分な信頼性を確保できない場合は多回線構成とすることがある。電力用データ伝送システムでは電力系統運用に用いられる主要マイクロ波回線はすべて2ルート構成となっているので、ここでは2ルート構成マイクロ波回線を対象として総合稼働率の予測手法について述べる。なお、2ルート構成マイクロ波回線とはデータ伝送の必要な2地点間に瞬断発生の特関係数が十分小さくなるように選んだ異なるルートを経由する2つのマイクロ波回線と、それぞれの回線の受信入力レベル監視を行なうことによって2つのルートを切替えるルート切換装置によって構成されるデータ伝送システムを表わすものとする。

5.2 稼働率と計算法

信頼度は「システム、装置または部品が規定条件のもとで、規定の期間、規定通りの機能を故障なく遂行する確率」と定義されている。この定義は信頼性を問題にするシステムが故障発生時に修復しない、もしくは修復が困難である場合に有効である。しかし、一般のシステムでは故障してもその部分を修復することにより再びその機能を回復して使用されることが多い。このような場合には、故障の発生のほかに修復に要する時間やシステムが正常に機能を遂行している時間率等が問題になる。修理や部品の取り換えのようにシステムの信頼性を維持するために行なう処置全般を保全と呼ぶ。保全度は信頼度に対して次のように定義される。「システム、装置または部品が故障発生後一定の時間内で保全を終了する確率」。信頼度と保全度を総合した信頼性の尺度は稼働率と呼ばれ、「システム、装置または部品がある規定条件のもとで使用される場合、任意の時点において機能を維持している確率」と定義されている。

電力用マイクロ波回線も保全を伴うシステムであるが、電力系統運用に利用される回線はできるだけ機能停止が発生せず、しかも故障時には極力短時間で機能を回復する必要がある。また、主幹送電線の事故発生時において電力系統事故操作のために重要な役割を果すマイクロ波回線は特に系統事故時に確実に機能を果すことが要求される。このようなシステムの信頼性を評価するためには、稼働率が最も基本的で重要な尺度である。

システム構成要素の信頼度および保全度とシステムの信頼度および保全度の関係が求まればシステムの稼働率が直接求められる。この方法は直列システムあるいは並列システムのような簡単な場合には適用できるが、切換機能を含む冗長システムに対しては適用が困難である。

一般の冗長システムの稼働率は平衡状態方程式を求め、これをラプラス変換を用いて解くことにより算出できる。この方法では逆ラプラス変換の手続きが必要であり、また稼働率は時間の関係であるので信頼性の尺度として不便である。このため、通常はシステムを長時間運用した時点の稼働率、即ち定常稼働率を用いる。定常稼働率の算出は連立一次方程式を解く問題に帰する。付録(8)で稼働率の計算法と、簡単なシステムの稼働率について述べた。以下では定常稼働率のみを

扱い、単に稼働率と呼ぶものとする。

信頼度、保全度がともに指数関数で表わされるときは故障率と修復率は一定値となる。それぞれを λ 、 μ とするとこのシステムの稼働率 A は次式で表わされる。

$$\left. \begin{aligned} A &= 1 - \frac{1}{1 + \rho} \\ \rho &= \lambda / \mu \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

ρ は保全係数と呼ばれ、保全性工学において非常に重要な指数である。稼働率が(5.1)で表わされるシステムを単一システムと呼ぶ。単一システムの平均故障発生間隔(MTBF)と平均修復時間(MTTR)はそれぞれ λ と μ の逆数となる。

比較的簡単な冗長システムの場合でも稼働率算出は煩雑であり、また稼働率自体も非常に複雑な形となる。従って、通常は数値計算によって稼働率を求めることになるが、数値計算では構成装置の信頼性とシステム稼働率の関係が明確にならないので信頼性設計の面から不便である。

このために、本章では適当な構成装置をMTBFとMTTRが等しい単一システムすなわち、等価システムに置き換えてシステム状態の縮退を図ることにより、2ルート構成マイクロ波回線の稼働率を求める手法を示す。

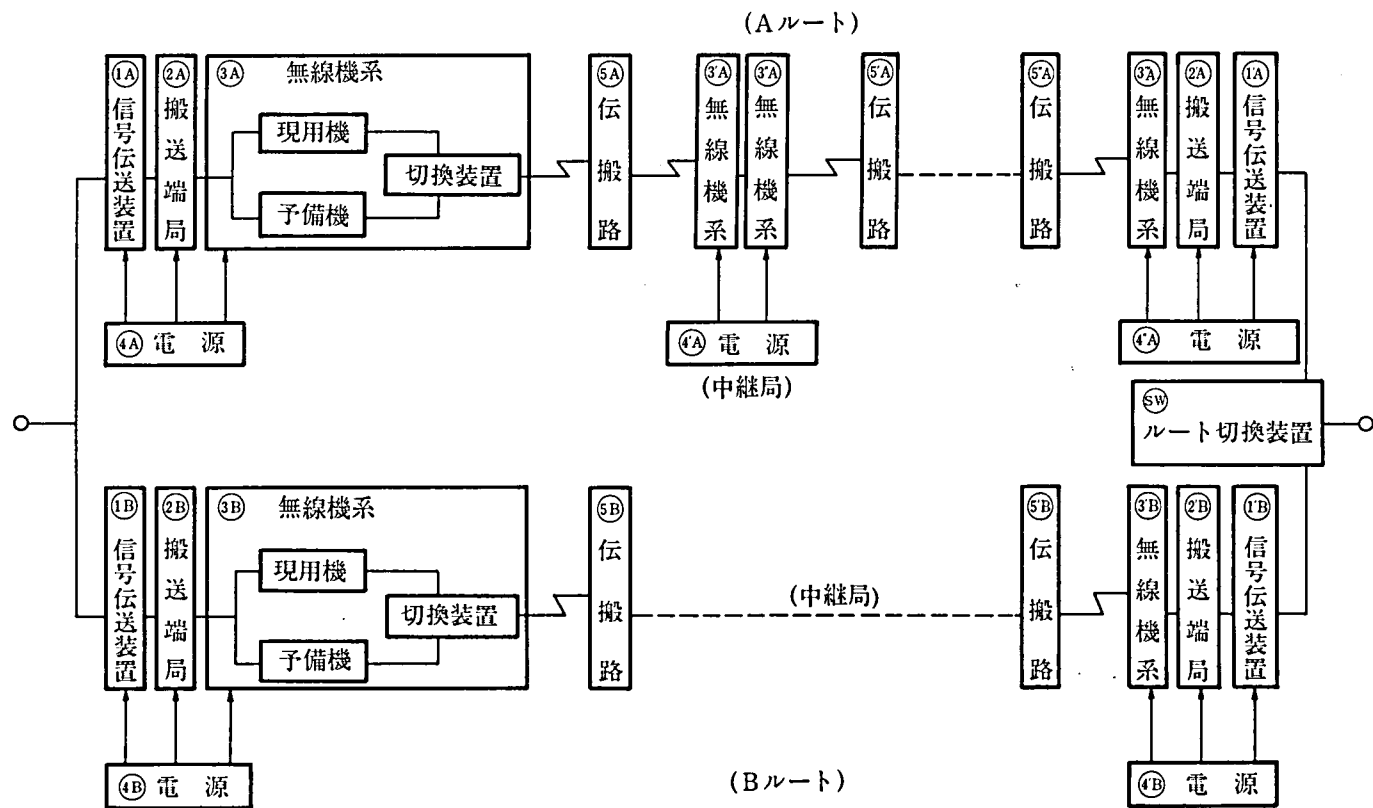
5.3 2ルート構成マイクロ波回線の稼働率

5.3.1 2ルート構成マイクロ波回線の構成

信頼性に関するデータ収集の容易さと実用されているシステムの構成とを考慮して、第5.1図に示す2ルート構成マイクロ波回線を対象として稼働率の検討を行なう。無線機は従来の実績によると他の装置に比して信頼度が比較的悪く、図に示すように予備機をもつ待機冗長系とされることが多い。ここでは、より一般的な構成とするために無線機はすべて待機冗長系であるとした。以下では、無線機の現用機、予備機および切換装置をまとめて無線機系と呼ぶ。また、第5.1図において2つのルートの情報発生地点の信号伝送装置から目的地点の信号伝送装置までをそれぞれAルート部、Bルート部と呼ぶ。

各装置の機能は次の通りである。

- (1) 信号伝送装置：伝送する情報の符号化または復号化。
- (2) 搬送端局：群変調を繰返して多重化する。
- (3) 無線機：マイクロ波の送受信
- (4) 無線機切換装置：無線機動作の監視による現用機から予備機への切換え。
- (5) ルート切換装置：受信レベル低下などの監視による伝送ルートの切換え。



第 5.1 図 2 ルート構成マイクロ波回線の構成図

5.3.2 稼働率予測のための仮定

2 ルート構成マイクロ波回線の稼働率を求めるために次の仮定を設ける。

仮定 1：すべての構成装置の信頼度と保全度は指数関数で表わされる。

仮定 2：無線機系は 100% 予備方式の待機冗長系である。

仮定 3：無線機系の現用機と予備機はそれぞれ等しい故障率と修復率をもつ。

仮定 4：無線機切換装置およびルート切換装置は監視装置によって動作させられるが、監視装置の故障は考えない。

仮定 5：無線機系が正常であるとき切換装置が故障しても、無線機系は故障とならない。

仮定 6：2 ルート構成マイクロ波回線が正常であるときルート切換装置が故障しても、回線としては故障とならない。

仮定 7：無線機切換装置およびルート切換装置の切換動作時間は無視する。

仮定 8：両ルート部とも同時に故障している場合は先に A ルート部の回復を図る。

仮定 9：構成装置の保全係数は 1 に比して十分小さい。

仮定 10：すべての区間で、SD 受信方式を採用しない。

これらの仮定のもとに 2 ルート構成マイクロ波回線総合の稼働率を求める方法を以下の節で述べる。その方法は、まず無線機系を等価システムに置き換えて各ルート部を直列システムに変換する。次に、2 ルート・マイクロ波回線を各ルート部の等価システムとルート切換装置で構成されるシステムに還元して総合稼働率を求める。

5.3.3 無線機系の等価システム

無線機系の現用機および予備機の故障率、回復率を λ_T 、 μ_T とし、無線機切換装置の故障率、回復率を λ_F 、 μ_F とする。前節の仮定により無線機系の状態遷移図は第 5.2 図のようになる。図中の状態表示において、 p_i ($i=0\sim6$) は無線機系を長時間稼働した後のある時刻に無線機系が状態 i にある確率である。

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^6 p_i &= 1 \\ 2\lambda_T p_0 - (\lambda_T + \lambda_F + \mu_T) p_1 + \mu_F p_2 + \mu_T p_3 &= 0 \\ \lambda_F p_1 - (\lambda_T + \mu_F + \mu_T) p_2 + \mu_T p_4 + \lambda_T p_5 &= 0 \\ \lambda_T p_1 - (\lambda_F + \mu_T) p_3 &= 0 \\ \lambda_T p_2 + \lambda_F p_3 - \mu_T p_4 + \lambda_T p_6 &= 0 \\ \lambda_F p_0 + \mu_T p_2 - (2\lambda_T + \mu_F) p_5 + \mu_T p_6 &= 0 \\ \lambda_T p_5 - (\lambda_T + \mu_T) p_6 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

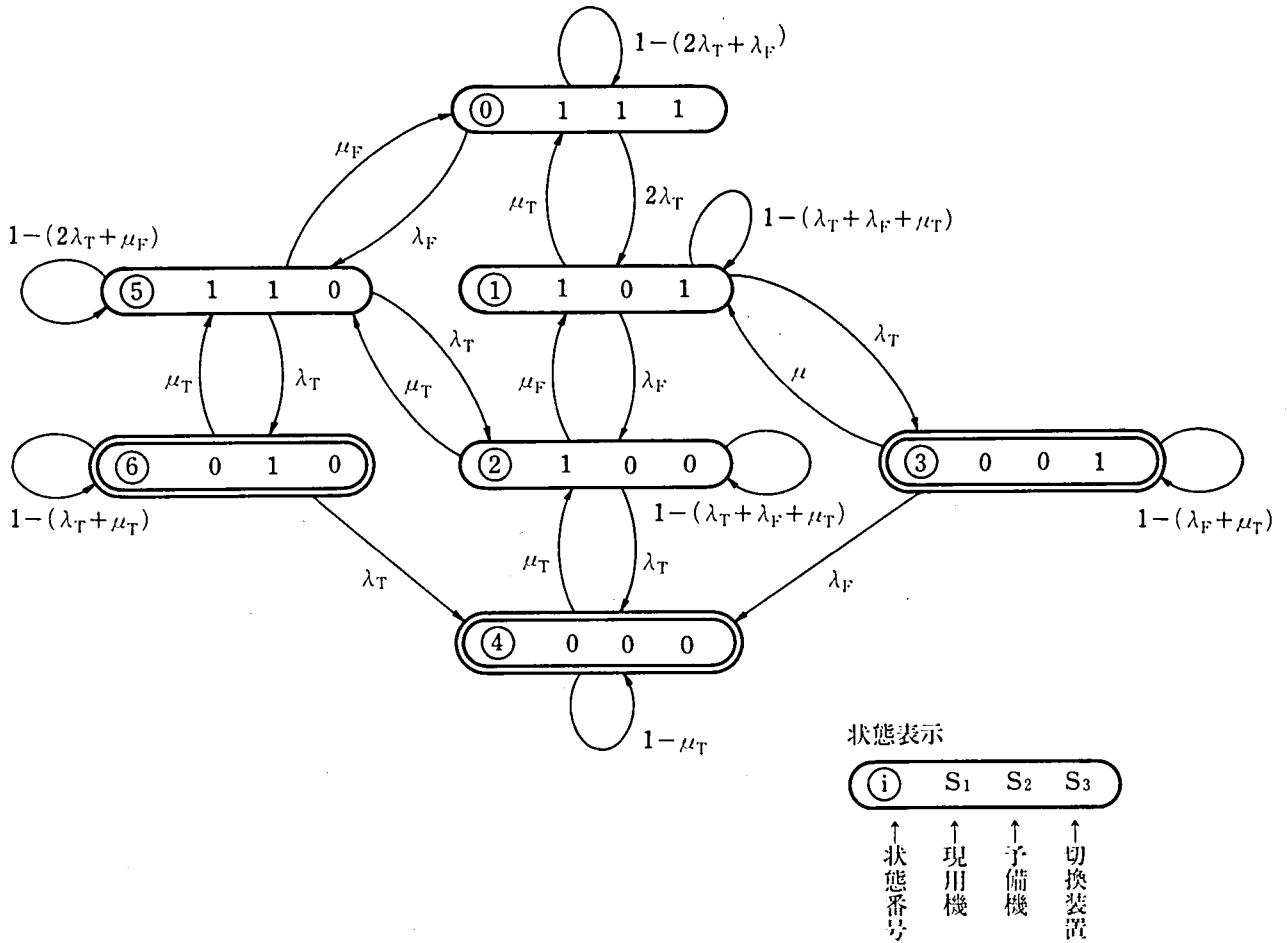
平衡状態方程式を (5.3) 式で示す条件のもとで解くと (5.4) 式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \rho_T^2 &= (\lambda_T / \mu_T)^2 \ll 1 \\ \rho_F^2 &= (\lambda_F / \mu_F)^2 \ll 1 \\ u &= \mu_F / \mu_T \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

$$p_0 = \frac{\rho_T \{ 2u(1+u) + 2u(2+u)\rho_T + u(3+2u)\rho_F \} + \rho_F \{ (1+u) + (3+u)\rho_T + (2+u)\rho_F \}}{\rho_T \rho_F (2\rho_T + \rho_F) C}$$

$$p_1 = \frac{1}{\rho_F C} \{ 2u(1+u) + 2u(2+u)\rho_T + u(2u+3)\rho_F \}$$

$$p_2 = \frac{1}{C} \{ (1+2u) + 4(1+u)\rho_T + u\rho_F \}$$



第 5.2 図 無線機系の状態遷移図

$$\begin{aligned}
 p_3 &= \frac{\rho_T}{\rho_F C} \{ 2u(1+u) + 2u(2+u)\rho_T + u\rho_F \} \\
 p_4 &= \frac{\rho_T}{C} \{ (1+2u)(2+u) + 2(2+4u+u^2)\rho_T + 4(1+u)\rho_F \} \\
 p_5 &= \frac{1}{\rho_T C} \{ (1+u) + (3+u)\rho_T + (2+u)\rho_F \} \\
 p_6 &= \frac{1}{C} \{ (1+u) + 2\rho_T + (2+u)\rho_F \} \\
 C &= \frac{u\rho_T \{ 2(1+u) + 2(4+3u)\rho_T + (5+4u)\rho_F \} + \rho_F \{ (1+u) + (5+3u)\rho_T + (3+2u)\rho_F \}}{\rho_T \rho_F (2\rho_T + \rho_F)}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

この結果と (5.3) 式の条件より、無線機系の不稼働率 \bar{A}_3 は次式で与えられる。

$$\bar{A}_3 = p_3 + p_4 + p_6 = \frac{\rho_T}{\rho_F C} \{ 2u(1+u) + 2u(2+u)\rho_T + (3+7u+2u^2)\rho_F + (1+u)\frac{\rho_F}{\rho_T} + (2+u)\frac{\rho_F^2}{\rho_T} \} \tag{5.5}$$

次に、無線機系の等価的な故障率 λ_3 、と修復率 μ_3 を求めよう。

第 5.2 図より、無線機系の故障率は状態 1、2 または 5 にあって、さらに無線機の故障が発生する確率であるので次のように表わせる。

$$\lambda_3 = (P_1 + P_2 + P_5) \lambda_T \quad (5.6)$$

(5.4) 式を上式に代入すれば、

$$\lambda_3 = \frac{\lambda_T (2\rho_T + \rho_F) \{ 2u(1+u)\rho_T + (1+u)\rho_F + 2(2+3u+u^2)\rho_T\rho_F + 2u(2+u)\rho_T^2 + (2+u)\rho_F^2 \}}{u\rho_T \{ 2(1+u) + 2(4+3u)\rho_T + (5+4u)\rho_F \} + \rho_F \{ (1+u) + (5+3u)\rho_T + (3+2u)\rho_F \}} \quad (5.7)$$

無線機系の等価保全係数 $\rho_3 = \lambda_3 / \mu_3$ は通常 10^{-5} 程度以下であるので、不稼働率 \bar{A}_3 に等しいと考えて実用上問題ない。従って、 μ_3 を (5.5) 式、(5.7) 式および (5.1) 式より、(5.3) 式の条件を考慮して求めると次の関係が得られる。

$$\mu_3 = \mu_T \quad (5.8)$$

(5.5) 式と (5.7) 式は多少複雑であるが、 ρ_T 、 ρ_F が 1 に較べて十分小さい場合は次式が成立する。実際にはこれらの式を用いれば十分である。

$$\lambda_3 = \lambda_T (2\rho_T + \frac{\rho_F}{u}) \quad (\rho_T, \rho_F \ll 1) \quad (5.9)$$

$$\bar{A} = \rho_T (2\rho_T + \frac{\rho_F}{u}) \quad (5.10)$$

無線機系の状態遷移図より等価故障率を求め、これと不稼働率より等価修復率として (5.8) 式を得たが、状態遷移図において状態 3 から状態 4 へ移る確率 λ_F 、および状態 6 から状態 4 へ移る確率 λ_T が共に十分小さいときは修復率が μ_T に等しくなることが解る。また、(5.10) 式より、切換装置の保全係数 $\rho_F = 0$ であれば、無線機系の不稼働率は保全員が 2 人の場合の並列冗長システムの不稼働率 $2\rho_T^2$ になる。従って、(5.8) ~ (5.10) 式の結果は妥当であるといえることができる。

5.3.4 伝搬路の等価システム

マイクロ波回線では受信入力スケルチ・レベル以下になると受信データを構成しないので、瞬断の発生を伝搬路の故障と考えることができる。伝搬路の故障は装置故障のように保全作業によって回復するのではなく伝搬路状態の変化によって自然に回復する。

4.2.1 節で述べたように瞬断の原因となるような探いフェージングはレイリーフェージングが主体的であるので、伝搬路の故障はレイリーフェージングによるものとする。レイリーフェージングの平均発生間隔と平均継続時間については従来ほとんど検討されていないが、発表されている実測データをもとにこれらの予測式を求める。

実測データとしては次の 2 つがある。1 つは電気通信研究所 (電電公社) によるもので、北海道・中標津一別当賀間 50.8 Km の海岸区間で 4 GHz 帯のフェージングの深さと平均継続時間との関係を調べている。^(4.3) ただし、発生間隔は明らかにされていない。他の 1 つはベル研究所 (アメリカ) によるもので、46 Km の陸上区間で 4 GHz 帯および 6 GHz 帯におけるフェージングの深さと平均発生間との関係を実測したものである。^(5.1) これらの結果を要約すると次のように

なる。なお、フェージングの深さを F [dB] としたとき、その真数値を L_F としている。

$$F = 20 \log L_F \quad (5.11)$$

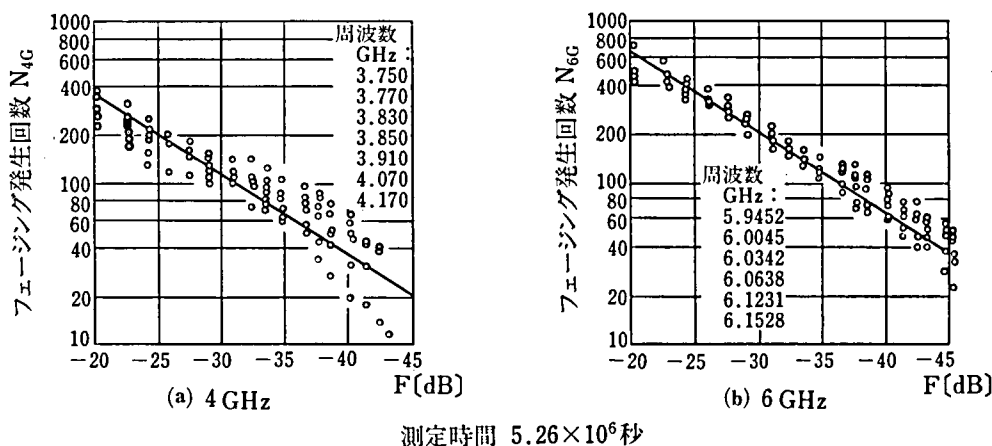
(1) 平均発生間隔

A. Vigants 氏らの実測した 4 および 6 Hz 帯のフェージング発生回数を N_{4G} 、 N_{6G} とすると、フェージングの深さ L_F との関係は第 5.3 図(a), (b) のようになる。フェージング発生回数はフェージング深さの増加 (L_F の減少) とともに減少し、同一深さにおける発生回数は周波数の高い方が多い。第 5.3 図の実線は実測値の最小自乗直線で次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} N_{4G} &= 3670 L_F \\ N_{6G} &= 6410 L_F \end{aligned} \right\} \quad (5.12)$$

測定時間は 5.26×10^6 秒であるので、それぞれの周波数帯の平均発生間隔 T_{4G} 、 T_{6G} を求めると (5.13) 式を得る。この関係を第 5.4 図に示した。たとえば、6 GHz 帯で深さ 40 dB のフェージングの平均発生間隔は 23 時間となる。

$$\left. \begin{aligned} T_{4G} &= 1.43 \times 10^3 / L_F \text{ (秒)} \\ T_{6G} &= 0.821 \times 10^3 / L_F \text{ (秒)} \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$



第 5.3 図 レイリーフェージング発生回数とフェージング深さ F との関係〔文献 (5.1) より引用〕

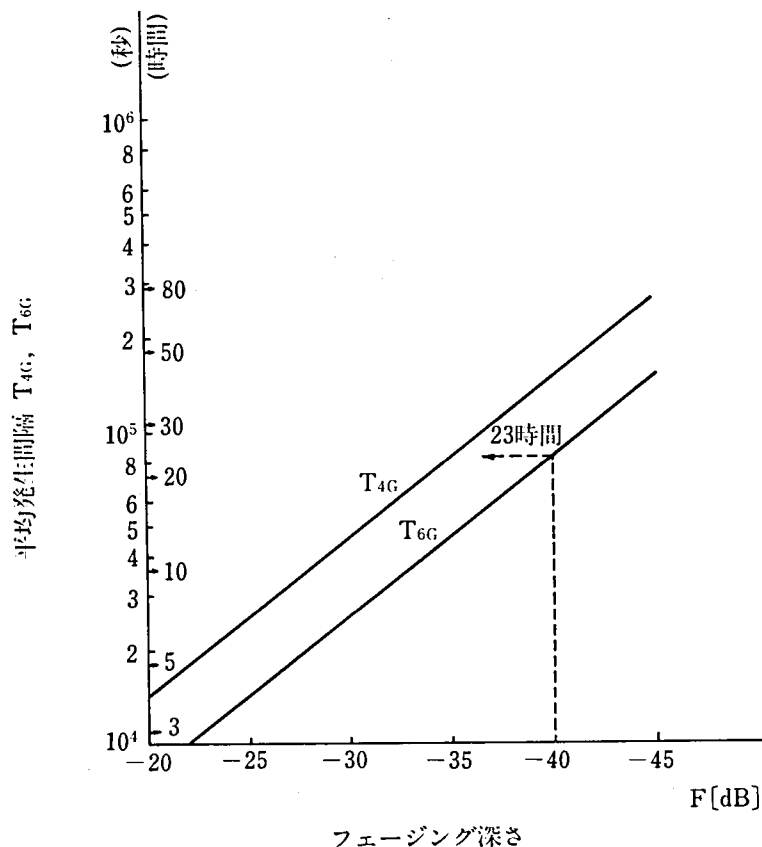
(2) 平均継続時間

フェージング平均継続時間とフェージング深さとの関係について A. Vigants 氏らによる実測結果を第 5.5 図に示す。図中の実線は発生間隔の場合と同様に実測値の最小自乗直線で、それぞれの周波数帯の平均継続時間を M_{4G} 、 M_{6G} とすれば次式で表わされる。

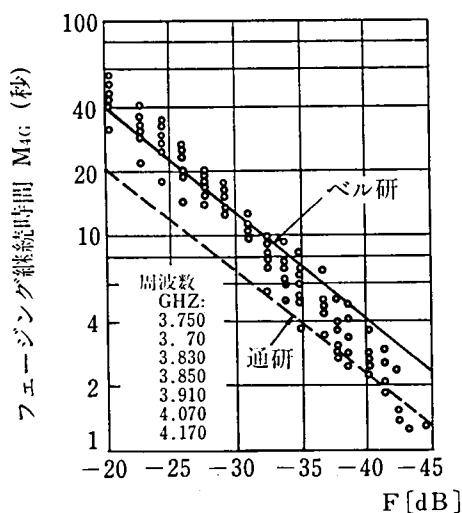
$$\left. \begin{aligned} M_{4G} &= 408 L_F \text{ (秒)} \\ M_{6G} &= 490 L_F \text{ (秒)} \end{aligned} \right\} \quad (5.14)$$

すなわち、フェージングの継続時間はフェージング深さに対する継続時間は周波数の高いほうが多少長くなっている。

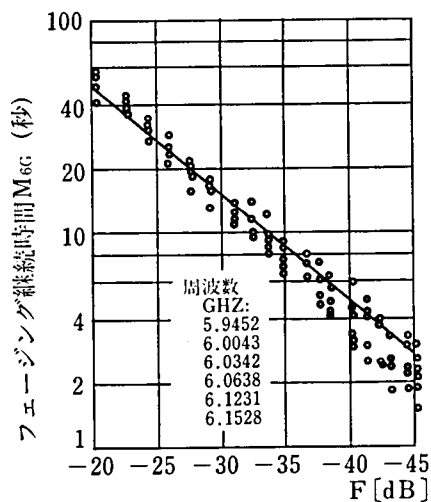
第 5.5 図(a)の破線は中標津一別当賀間で電気通信研究所が実測した結果である。電気通信研究所による継続時間実測値はベル研究所によるその約 $1/2$ となっている。この理由はベル研究所の実測区間がたまたまレイリーフ



第 5.4 図 フェージング深さと平均発生間隔との関係



(a) 4 GHz



(b) 6 GHz

第 5.5 図 レイリーフェージング継続時間とフェージング深さとの関係〔文献 (5.1), (4.3) より引用〕

フェージング発生確率が非常に大きい区間であったためか、あるいはアメリカとわが国の大気屈折率傾度分布の本質的な相異によるものかなどが考えられるが、現段階では明確でない。

これらの結果より、任意区間におけるレイリーフェージングの平均継続時間と平均発生間隔を我が国で慣用されてい

るレイリーフェージング発生確率計算値から求めることができる。

一定のフェージング深さ L_F に対するレイリーフェージングの平均継続時間は伝搬路に関係なく (5.14) 式で与えられる。スケルチマージンを M_s として $M_s = L_F^{-2}$ と置き、第 5.5 図の 4 GHz 帯における日米地域特性の差が 6 GHz 帯においてもそのまま適用できると仮定すれば、6 GHz 帯の平均瞬断継続時間 M_p の計算式として次式が得られる。

$$M_p = 0.5 \frac{490}{\sqrt{M_s}} \simeq \frac{2.5}{\sqrt{M_s}} \times 10^2 \quad (5.15)$$

つぎに、瞬断の平均発生頻度 N_p はレイリーフェージング発生確率に比例すると考えられるので (4.1), (5.15) 式より次式で与えられる。ただし、第 4 章の場合と同じくレイリーフェージング発生確率を $5P_R$ と想定する。

$$N_p = \frac{5P_R}{M_p} = \frac{2P_R}{\sqrt{M_s}} \times 10^{-2} \quad (5.16)$$

平均発生間隔 T_p はほぼ発生頻度の逆数に等しいので次式で予測できる。

$$T_p \simeq \frac{1}{N_p} = \frac{50\sqrt{M_s}}{P_R} \quad (5.17)$$

平野伝搬の場合で、区間距離 $d = 50\text{Km}$ 、スケルチ・マージン $M_s = 10^3$ としたときの数値計算を行なうと $M_p = 7.9$ 秒、 $T_p = 70.3$ 時間となる。これらの値はレイリーフェージング発生確率の高い夏季 1 ヶ月間における最悪値である。

5.3.5 2 ルート構成マイクロ波回線の稼働率予測式

第 5.1 図において、無線機系を単一システムと考えれば A, B 各ルート部はそれぞれ直列システムと考えることができる。従って、無線機系と伝搬路の等価システムについての検討結果と付録(8)より A, B ルート部の等価的な故障率 λ_j 、回復率 μ_j ($j = A, B$) は次のように求められる。

$$\lambda_j = 2(\lambda_1 + \lambda_2) + (n_{Rj} + 1)\lambda_4 + \lambda_{Dj} + n_{Rj} \left(\frac{\lambda_T}{2} \right) \frac{(1+u)(2\rho_T + \rho_F) + 2(2+u)(1+2u)\rho_T\rho_F}{(1+u)(1+\rho_T + \rho_F)} \quad (j = A, B) \quad (5.18)$$

$$\mu_j = \frac{\lambda_j}{2(\rho_1 + \rho_2) + (n_{Rj} + 1)\rho_4 + P_{Dj} + n_{Rj}\rho_T \frac{(1+u)(2\rho_T + \rho_F) + (2+u)(1+2u)\rho_T\rho_F}{(1+u)(1+\rho_T + \rho_F)}} \quad (j = A, B) \quad (5.19)$$

ここに、

ρ_1, λ_1 : 信号伝送装置の保全係数, 故障率

ρ_2, λ_2 : 搬送端局の保全係数, 故障率

ρ_4, λ_4 : 電源の保全係数, 故障率

ρ_T, λ_T, μ_T : 無線機の保全係数, 故障率, 修復率

ρ_F, μ_F : 無線機切換装置の保全係数, 修復率

$u = \mu_F / \mu_T$

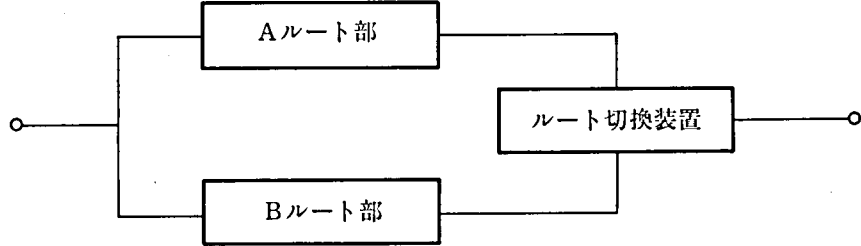
$$\lambda_{Dj} = \sum_{i=1}^{n_{Rj}} 2 \times 10^{-2} P_{Rij} / \sqrt{M_s}$$

P_{Rij} : j ルート部第 i 区間の伝搬路のレイリーフェージング発生確率

Ms : スケルチマージン

P_{Dj} : j ルート部の瞬断累積確率

各ルート部をそれぞれの等価システムで置換えると、2 ルート・マイクロ波回線は第 5.6 図に示す切換冗長システムに還元される。



第 5.6 図 2 ルート構成マイクロ波回線

5.3.2 節の仮定を考慮すると 2 ルート構成マイクロ波回線の状態遷移図は第 3.7 図のようになる。図中、状態表示のアンダーラインはルート切換装置が対応するルート部の受信データを選択していることを示す。状態遷移図より平衡状態方程式は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned}
 P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7 + P_8 &= 1 \\
 \lambda_A P_0 - (\mu_A + \lambda_B + \lambda_{SW}) P_1 + \mu_B P_4 + \mu_{SW} P_5 &= 0 \\
 \lambda_B P_0 - (\mu_B + \lambda_A + \lambda_{SW}) P_2 + \mu_A P_4 + \mu_{SW} P_6 &= 0 \\
 \lambda_{SW} P_0 - (\mu_{SW} + \lambda_A + \lambda_B) P_3 + \mu_B P_6 + \mu_A P_7 &= 0 \\
 \lambda_B P_1 + \lambda_A P_2 - (\mu_A + \mu_B + \lambda_{SW}) P_4 &= 0 \\
 \lambda_{SW} P_1 - (\mu_{SW} + \lambda_B) P_5 &= 0 \\
 \lambda_{SW} P_2 - (\mu_B + \mu_{SW} + \lambda_A) P_6 + \mu_A P_8 &= 0 \\
 \lambda_A P_3 - (\mu_A + \lambda_B) P_7 &= 0 \\
 \lambda_{SW} P_4 + \lambda_B P_5 + \lambda_A P_6 + \lambda_B P_7 - \mu_A P_8 &= 0
 \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

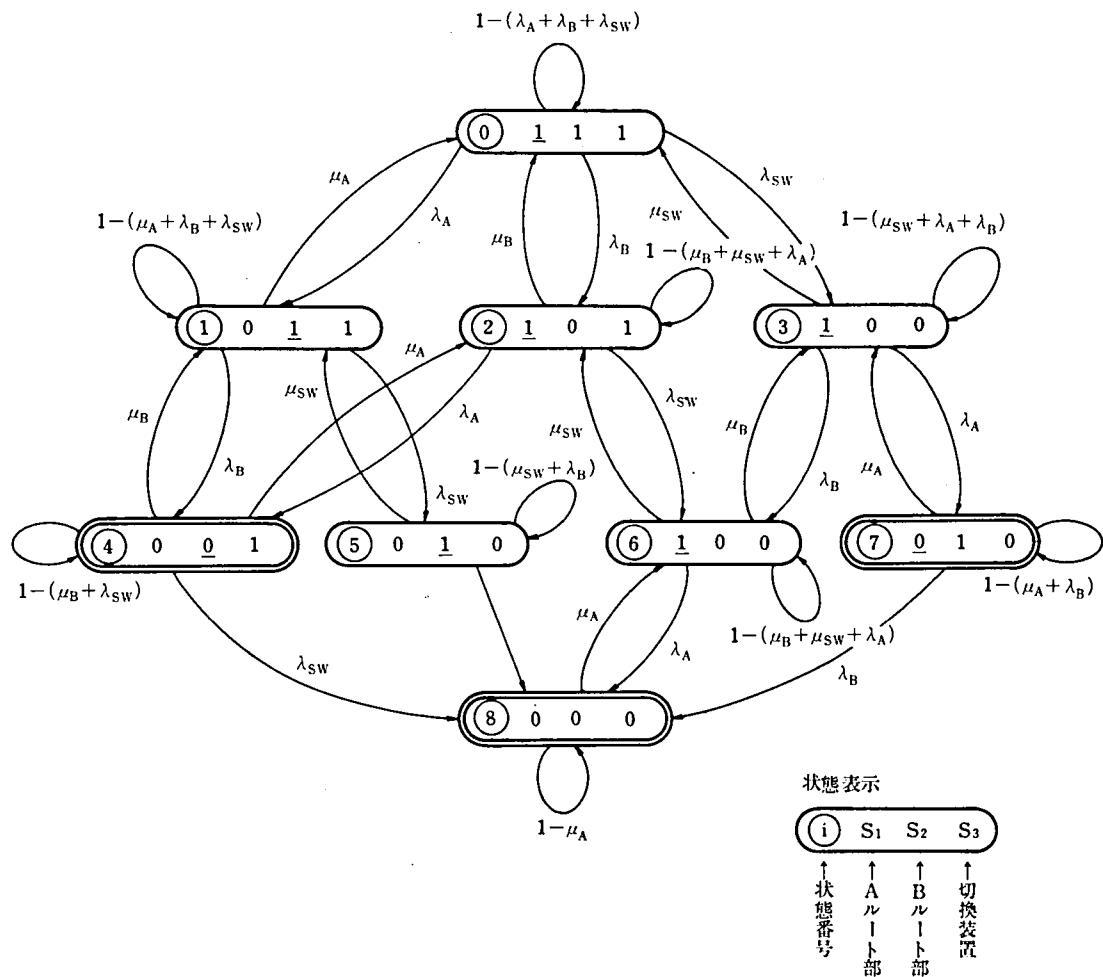
(5.20) 式の方程式の解は非常に複雑になるので、数値計算によって 2 ルート構成マイクロ波回線の稼働率を求めるプログラム A V A I L A を作成した。このプログラムでは連立一次方程式の解法としてガウス・ジョルダン法を繰返して精度の高い解を得る方法を採用した。

次節で本プログラムによる検討例について述べるが、ここで比較的簡単な稼働率予測式について述べる。ルート切換装置が故障である確率が他の構成装置の状態に関係なく q_{SW} であるとする、第 5.7 図の状態遷移図は第 5.8 図のように書き変えることができる。この状態遷移図より、2 ルート構成マイクロ波回線の不稼働率 \bar{A}_{AB} を (5.21) 式の条件のもとで求めると (5.22) 式が得られる。

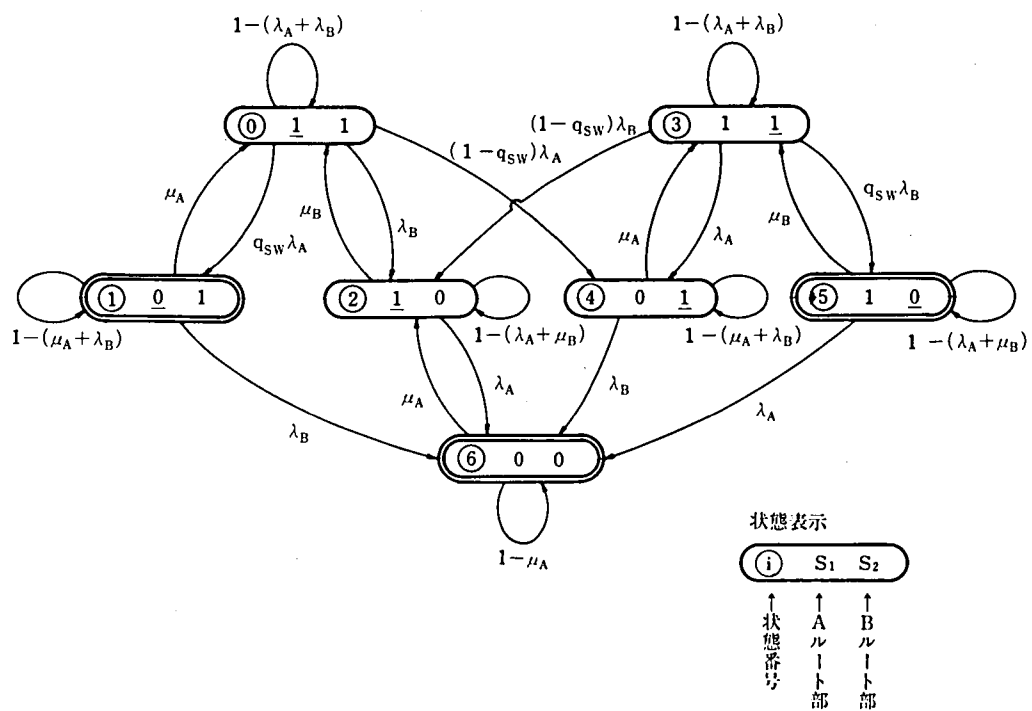
$$\left. \begin{aligned}
 \mu_A &\gg \lambda_A \\
 \mu_B &\gg \lambda_B
 \end{aligned} \right\} \quad (5.21)$$

$$\bar{A}_{AB} = \rho_A \rho_B \left(1 + \frac{\mu_B}{\mu_A} \right) \left(1 + q_{SW} \frac{\mu_A}{\lambda_A + \lambda_B} \right) \quad (5.22)$$

また、無線機系の場合と同様に等価的な故障率 λ_{AB} と修復率 μ_{AB} を求めると次のようになる。



第 5.7 図 2 ルート構成マイクロ波回線の状態遷移図(1)

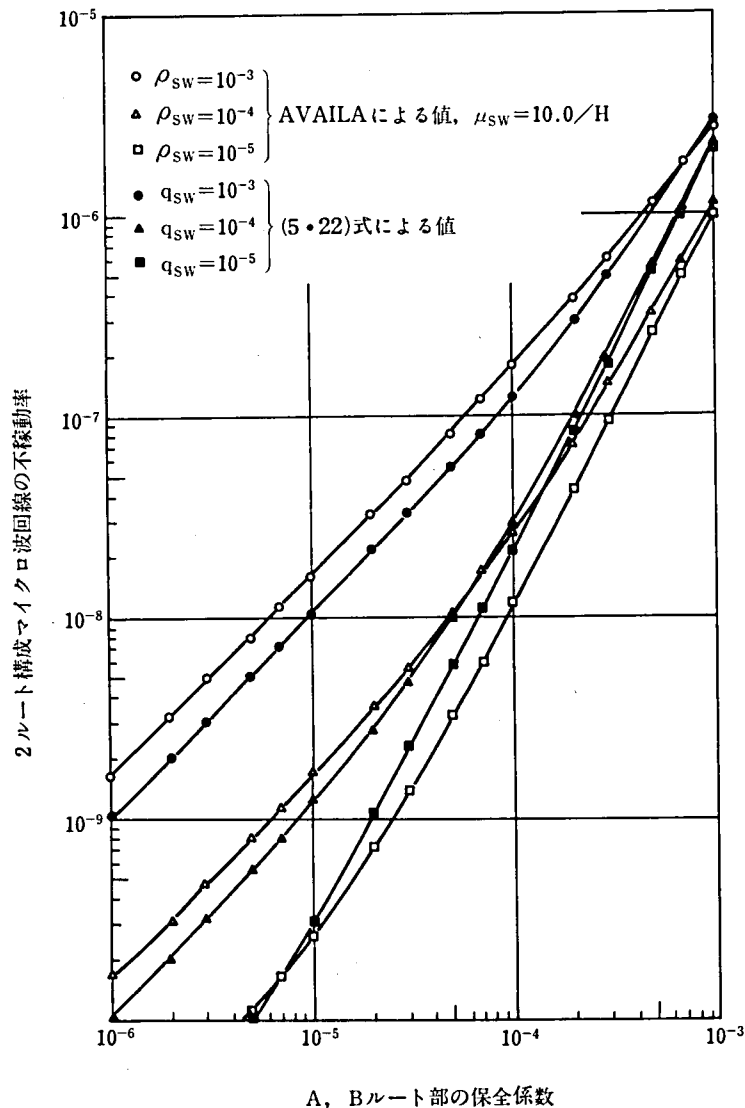


第 5.8 図 2 ルート構成マイクロ波回線状態遷移図(2)

$$\lambda_{AB} = \rho_A \rho_B (\mu_A + \mu_B + q_{SW} \frac{\mu_A \mu_B}{\lambda_A + \lambda_B}) \quad (5.23)$$

$$\mu_{AB} = \mu_A \left(\frac{\lambda_A + \lambda_B + q_{SW} \frac{\mu_A \mu_B}{\mu_A + \mu_B}}{\lambda_A + \lambda_B + q_{SW} \mu_A} \right) \quad (5.24)$$

保全係数が小さいときは不稼働率がほぼ保全係数に等しいのでプログラム AVAILA による不稼働率の計算値と (5.22) 式において $q_{SW} = \rho_{SW}$ として得られる不稼働率の値を μ_{SW} をパラメータとして比較を行なった結果、 μ_{SW} が $10.0/H$ 以上、即ちルート切換装置の MTTR が 0.1 時間以内であれば両者は良く一致することが明らかとなった。換言すると、ルート切換装置の MTTR が 0.1 時間程度以下であれば、2 ルート構成マイクロ波回線の不稼働率は $q_{SW} = \rho_{SW}$ において (5.22) 式により予測することができる。A、B 両ルート部の保全係数を等しくとり、 $\mu_{SW} = 10.0/H$ とした場合の両者の比較例を第 5.9 図に示す。図によると、 $q_{SW} = \rho_{SW}$ として (5.22) 式で求められる不稼働率はプログラム AVAILA による値と比べて各ルート部の保全係数が約 $0.7 \rho_{SW}$ 以下で小さく、それ以上では大きい、いずれの場合も $1/2$ または 2 倍以内となっている。



第 5.9 図 2 ルート構成マイクロ波回線の稼働率予測式による計算値

電力用マイクロ波回線では省力化の推進による無人局の増加に伴ない、駆けつけ時間が大きくなり装置のMTTRは数時間になることが多い。従って、(5.22)式は不稼働率の予測式として十分とは言えないが、概略の検討には有用である。ただし、以後の不稼働率予測値はすべてプログラムAVAILAによって計算した値である。

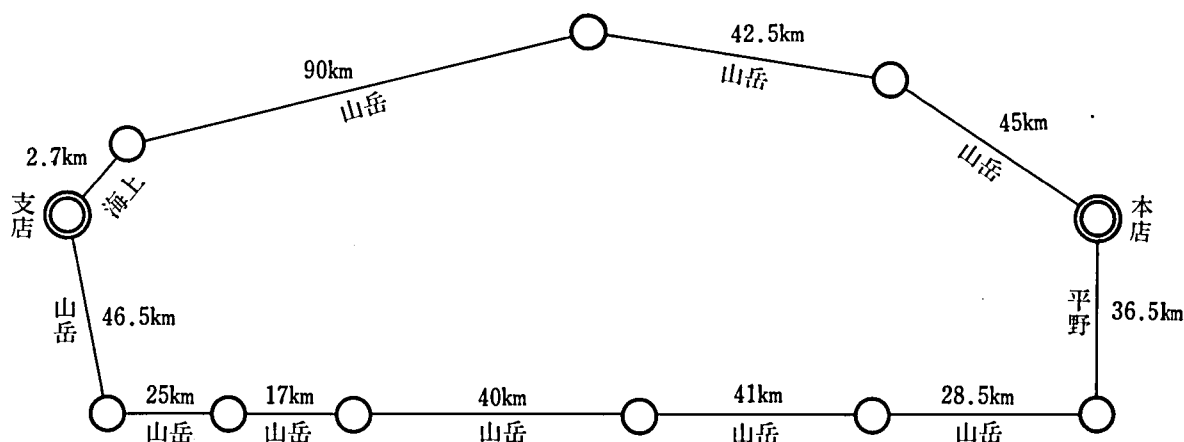
5.4 稼働率予測式の検討

5.4.1 稼働率の実績値と予測値の比較

2ルート構成マイクロ波回線の稼働率実績について発表されているものはないが、ある電力会社で本店と支店を結ぶ2つのマイクロ波回線が同時に故障率となる時間を測定したデータを得ることができたので、これにより本予測手法の妥当性について述べる。

測定したマイクロ波回線の概略を第5.10図に示す。各区分について距離と伝搬路種別を示してある。この2つのマイクロ波回線の同時故障の時間率は 1.4×10^{-5} （測定期間：昭和45年4月1日～昭和46年3月31日、累積故障時間：7.387分）であった。従って、これらのマイクロ波回線と故障率が0である理想的なルート切換装置とで2ルート・マイクロ波回線を構成したものと考えれば、総合不稼働率として実績値 1.4×10^{-5} を得たことになる。

稼働率を測定したマイクロ波回線の構成装置の故障率や回復率として、電気事業において使用されているテレメータとスーパービジョン回線の構成装置を対象として昭和41年度の信頼性実績をまとめた結果^(5.2)を利用する。これによると当時のマイクロ波装置の信頼度実績値は平均的に第5.1表に示す通りである。この値を用いて第5.10図の2ルート構成マイクロ波回線の不稼働率予測値を求めると 1.2×10^{-5} となり、先に述べた実績値と良く一致した値となる。なお、予測値を求めるに当っては、実績値の場合と条件を合わせるために $\lambda_{SW} = 0$ とした。



第5.10図 稼働率を測定したマイクロ波回線（本店一支店）

5.4.2 ルート切換装置の総合信頼度に及ぼす影響

マイクロ波回線を2ルート構成とする目的は稼働率の飛躍的な向上であり、総合不稼働率が2つのマイクロ波回線の不稼働率の積程度まで小さくなることを期待するものである。ところが、電力会社の実用回線では実際に期待され

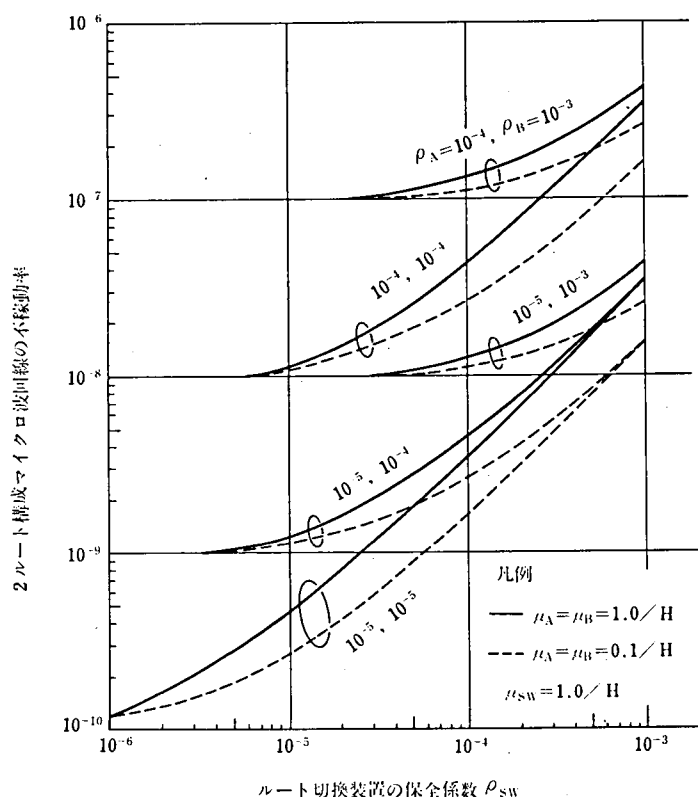
第5.1表 マイクロ波装置の信頼性

装置 \ 信頼性	MTBF (H)	MTTR (H)
信号伝送装置	5,000	5
搬送端局	2,000	1
無線機	5,000	1
無線機切換装置	5,000	1
電源	10,000	1

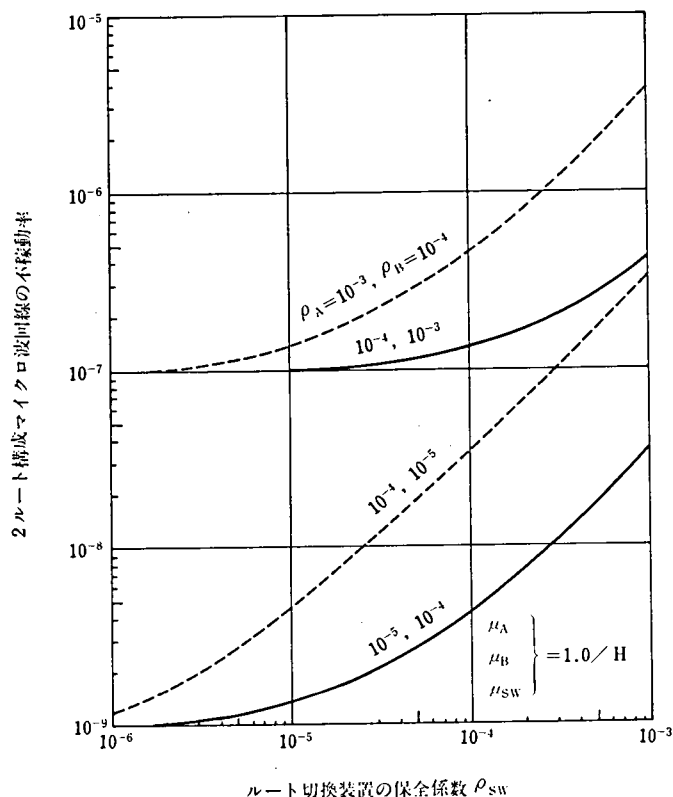
る程稼働率の向上がみられないことが経験されているようである。これはルート切換装置の影響と考えられるので、2ルート構成マイクロ波回線におけるルート切換装置信頼度の総合不稼働率に及ぼす影響について考察する。

第5.3.2節の仮定9で述べたように、両ルート部同時故障時のルート部回復に優先度を考えたが、優先度の高いルート部（Aルート部）を主ルート部、他を副ルート部と呼ぶことにする。ルート切換装置の影響を調べるためには、主・副ルート部の等価的な故障率と回復率が与えられたときの総合不稼働率とルート切換装置の不稼働率の関係を求める必要がある。ここで、各ルート部の回復率が問題となる。マイクロ波装置のMTTRが第5.1表の通りで、瞬断率が比較的小さければルートとしてのMTTRは数時間である。電気事業では省力化が進められており、特に保守員の確保が困難となっているが、今後この傾向はさらに強くなり故障発見後の駆付け時間の増加などにより、ルートのMTTRは大きくなるものと考えられる。これらを考慮して、主・副ルート部の回復率は両者とも $1.0/H$ （ $MTTR=1.0H$ ）および $0.1/H$ （ $MTTR=10.0H$ ）の場合を考える。ただし、ルート切換装置の回復率は $1.0/H$ とした。

第5.11図に、主・副ルート部の保全係数 ρ_A 、 ρ_B をいくつか組合わせた場合の総合の不稼働率とルート切換装置の保全係数 ρ_{SW} との関係をまとめて示した。実線は $\mu_A=\mu_B=1.0/H$ 、破線は $\mu_A=\mu_B=0.1/H$ とした場合の総合不稼働率である。図中に、 $\rho_A>\rho_B$ となる組合わせは含まれていないが、これは異なる保全係数のマイクロ波回線を用いて2ルート構成とするときは主ルート部の保全係数を小さく選ぶ方が優利であるためである。たとえば、保全係数がそれぞれ 10^{-3} と 10^{-4} および 10^{-4} と 10^{-5} のルート部の組みに対して主ルート部を変えたときの総合不稼働率を第5.12図に示した。この図より明らかなように、 $\rho_A \times \rho_B$ を一定とすると $\rho_A<\rho_B$ の場合の総合不稼働率は $\rho_A>\rho_B$ の場合のそれより常に小さくなっている。また、両者の値は ρ_{SW} が小さければほぼ等しいが、大きくなるにつれてその差が大きくなる。従って、本章で対象とする2ルート構成マイクロ波回線については $\rho_A>\rho_B$ の場合は考えなくてよい。



第5.11図 ルート切換装置の信頼性と2ルート構成マイクロ波回線の不稼働率



第5.12図 A、B各ルート部の保全係数が異なる2ルート構成マイクロ波回線の不稼働率

第 5.1 1 図より、次のような事項が明らかとなった。

- (1) いずれの場合もルート切換装置が総合不稼働率に及ぼす影響は非常に大きいので、ルート切換装置の故障率や保全体制については回線設計時に十分検討しておく必要がある。
- (2) ルート切換装置の保全係数 ρ_{SW} が十分小さければ、総合不稼働率は両ルート部の保全係数の積 $\rho_A \cdot \rho_B$ に等しくなる。総合不稼働率を $\rho_A \cdot \rho_B$ の 10 倍以下とするために必要な ρ_{SW} を図より求めると次のようになる。

$$\rho_{SW} \cong \begin{cases} 2.5 \rho_B & (\mu_A = \mu_B = \mu_{SW} = 1.0/H) \\ 6.0 \rho_B & (\mu_A = \mu_B = 0.1/H, \mu_{SW} = 1.0/H) \end{cases} \quad (5.25)$$

すなわち、ルート切換装置の保全係数は副ルート部の保全係数と協調して定める必要がある。

5.5 結 言

電気事業における主要データ伝送システムである 2 ルート構成マイクロ回線の伝搬路を含めた総合稼働率予測プログラムを開発するとともに、簡便な予測式を示した。

実績値との比較により本手法による予測値は実際的な値となることを示したが、今後多くの実績値との比較検討を行ない予測手法を確立する必要がある。

本プログラムにより、装置の構成や保全体制のあり方等についての検討を行なうことができる。その一例として、ルート切換装置の信頼性設計の考え方を述べた。主幹電力系統保護システムに使用されるマイクロ波回線は必ず 2 ルート構成とされるが、送電線が多くなってきたために同程度の信頼度のマイクロ波回線を使用して 2 ルート構成とすることが困難である。主ルートはともかくとして、第 2 ルートは主ルートに比べて相当迂回したルートをとらざるを得なくなると考えられる。伝送距離が大きく、中継数も多くなるとマイクロ波回線の信頼度は小さくなるので、今後は信頼度の異なるマイクロ波回線を用いて 2 ルート構成とする場合のルート切換装置を含めた信頼度配分の問題が重要となろう。

また、電気事業においては省力化が進められているが、特に保守要員を十分確保することが困難になりつつある。このため、装置の故障率を小さくするとともに、装置のブロック化やモニタ回路の充実により故障発見を迅速に行ない総合稼働率を下げないように努力する必要がある。

第6章 結言と今後の課題

本論文は電力用情報伝送システムにおける高信頼度マイクロ波データ伝送回線を構成する際のいくつかの問題について研究した成果をまとめたものである。とりあげた課題の必要性を第1章に述べ、それぞれの課題について検討結果のまとめと残された問題点は各章の結言の項に述べてあるので該当箇所を参照されたい。ここでもう一度主な内容を簡単にまとめると次の通りである。

- (1) 電力用マイクロ波データ伝送回線のビット誤り発生に関する統計的モデルを実験的に検討し Gilbert パースト誤り回線が適当であることを示した。
- (2) サイクリック・デジタルデータ伝送方式の伝送品質評価を目的としたシミュレーション・プログラムを開発した。
- (3) シミュレーション・プログラムによりサイクリック・デジタルデータ伝送方式の伝送効率と通信回線におけるビット誤りのパースト性にはほとんど影響されないことを示した。
- (4) サイクリック・デジタルデータ伝送方式の見逃し誤り率は通信回線におけるビット誤りのパースト性により大きく異なり、電力用マイクロ波回線のように比較的ビット誤り率が小さい場合はパースト性が小さい（平均パースト誤り長が約 1.5 ビット）ときに最悪となることを明らかにした。
- (5) サイクリック・デジタルデータ伝送方式のパースト誤り回線を用いた場合の見逃し誤り率上限値を与える計算式を求めた。
- (6) 部分的にスペース・ダイバランチ受信方式を採用する必要があるような高信頼度多中継マイクロ波回線の総合伝搬設計自動化プログラムを作成し、その有効性を確認した。
- (7) 2 ルート構成マイクロ波回線の稼働率予測式を求めた。

以上の検討結果により、電気事業において現用されているマイクロ波データ伝送回線の伝送品質や稼働率の実態および予測法について明確にすることができた。

今後、伝送品質に関してはデジタル信号処理技術の進歩に伴う新しい高効率変復調方式や伝送効率の高いデータ伝送方式の採用が予想されるので、これらに対応した電力用マイクロ波回線のモデル化や伝送品質の検討が必要となるであろう。また、稼働率に関しては、既設設備の故障データを系統的に収集・分析するとともに新しい素子や回路の採用による稼働率向上を図る必要がある。これらの課題は基本的に本報告で述べた成果あるいは手法により対処できるものと期待している。

最後に、電力用情報伝送システムの動向と今後の研究課題について述べる。

電力用情報伝送システムにおける大きな問題点は情報量の増大による情報伝送設備数の増大と情報管理の複雑化である。電気事業の場合、扱う情報の種類が多岐にわたっていることや、社会的要請として省力化が必要なことが問題をより困難にしている。

一方、ミニ・コンピュータやマイクロ・コンピュータと称される小型コンピュータの性能対費用比の飛躍的な向上がある。このため、現在ミニ・コンピュータを主体としたデータ交換装置の導入や発電所集中制御システムにおける小型コンピュータの利用が具体的に検討されており、一部のものは既に稼働している。小型コンピュータ導入のねらいはコンピュータの持つ機能の汎用性と演算の高速性を利用して、現在使用している装置の多重化や情報処理機能を付加することにより情報管理を容易にすることである。現在の情勢によれば、特別に高速かつ高信頼度の情報伝送が必要な主幹送電系統保護システムに使用されるマイクロ波回線を除いて、電力用情報伝送システムはコンピュータと通信回線が密接に連系した1つのコンピュータ・ネットワークを形成して行くものと考えられる。

従って、今後の研究課題としては電力用情報伝送システムに適したネットワークの構成法、通信プロトコルの制定、ネットワークとして見た信頼性の評価法などが重要である。 —70—

謝 辞

本論文は著者が電力中央研究所へ入所以来、約8年間の研究活動の中から電力用マイクロ波回線の信頼性に関する成果についてまとめたものである。その間、電力中央研究所・調査役・後沢通弘博士、同電子応用部長・竹下信也博士より終始、御指導、御鞭達を賜わった。また、本研究の全般にわたり、電力通信研究室・水田英介博士、小暮仁氏、滝川清氏、岩崎博氏には多大の御協力と熱心な御討論を賜った。

現場試験に際しては、(株)東北電力、(株)関西電力、(株)九州電力の各社の通信課長をはじめ関係各位から多大の便宜が与えられ、かつ御協力を賜わった。

プログラムの開発は(株)日本システムの多くのプログラマの御世話になった。その他、著者の仕事に直接あるいは間接に多くの方々の御助力、御討論を賜った。

本論文の構成と各章の内容については、京都大学工学部教授・池上文夫博士、上之園親佐博士ならびに木嶋昭博士に詳細な御検討と御助言をいただいた。

ここに、諸先生ならびに諸賢の御恩に対して心からお礼申し上げる次第である。

参 考 文 献

第2章関係

- (2.1) 今出: "電力用通信回線の符号伝送特性に関する研究" 電力中研報告 電力一~~6~~66014 ('66)
- (2.2) 小暮, 水田, 岩崎: "超小型電子計算機を使用する符号伝送試験方式の開発" 電力中研報告 電力一~~6~~71008 ('71)
- (2.3) 小暮, 岩崎: "電力用通信回線の2,400および4,800ビット/秒符号伝送品質とその誤り特性" 電力中研報告 電力一~~6~~72105 ('73)
- (2.4) 小暮, 岩崎, 河合: "電力用通信回線の広帯域符号伝送品質とその誤り特性" 電力中研報告 電力一~~6~~73028 ('73)
- (2.5) 河合, 滝川: "電力用マイクロ波回線におけるインパルス性雑音の検討" 電力中研報告 電力一~~6~~178017 ('78)
- (2.6) H. O. Burton: "A Survey of error correcting techniques for data on telephone facilities" IEEE ICC. 70-CP-282-COM ('70)
- (2.7) E. N. Gilbert: "Capacity of a Burst-Noise Channel" BSTJ 39 ('60)
- (2.8) E. O. Elliott: "Estimate of error rates for codes on burst noise channels" BSTJ 42 ('63)
- (2.9) J. B. Cain & R. S. Simpson: "The distribution of burst length on a Gilbert channel" IEEE IT-15, 6 ('69)
- (2.10) J. Swoboda: "Ein statistisches Modell für die Fehler bei binärer Datenübertragung auf Fernsprech Kanalen" Arch. Elek. Übertrag 23, 6 ('69)
- (2.11) B. D. Fritchman: "A binary channel characterization using partitioned Markov chains" IEEE IT-13, 2 ('67)
- (2.12) P. Mertz: "Model of Error Burst Structure in Data Transmission" Proc. Natl. Elect. Conf. 16 ('60)
- (2.13) J. M. Berger, B. Mandelbrot: "A New Model for Error Clustering in Telephone Circuits" IBM J. of Res. & Dev. 7 ('63)
- (2.14) N. Muntner, J. K. Wolf: "Predicted performances of error-control technique over real channel" IEEE IT-14 ('68)
- (2.15) V. Cuperman: "An Upper Bound for the Error Probability on the Gilbert Channel" IEEE trans. COM-17, 5 ('69)
- (2.16) 笠原: "誤り検出自動再送要求方式の解析" 通信方式研(信学会)資料 (5月'66)
- (2.17) 吉谷: "二元バースト系列の解析" 電気学会誌 55-A, 12 ('72)
- (2.18) 小暮, 水田, 岩崎: "超小型電子計算機を使用する符号伝送試験方式の開発" 電力中研報告 電力一~~6~~71008 ('71)
- (2.19) P. Mc Manamon: "HF Markov Chain Models and Measured Error Averages" IEEE COM-18, 3 ('70)
- (2.20) S. Tsai: "Markov Characterization of the HF Channel" IEEE COM-17, 1 ('69)
- (2.21) 森河, 生島, 入間田: "短波データ伝送回線における誤りパターンのモデル化とその応用" 電波研季報 18,

第3章関係

- (3.1) 大野, ほか: " パースト誤り回線における誤り制御方式の評価 " 三菱電機技報 46, 9 ('72)
- (3.2) " 電力用情報伝送端局装置信頼度向上対策 " 電気協同研究 37, 4 ('81)
- (3.3) 水田, 他: " ミニ・コンピュータを使用した多重化CDT (サイクリック・デジタル情報伝送装置) の開発 " 電力中研報告 電力_電72106 ('72)
- (3.4) 水田, 他: " 電力用情報伝送網における情報フロー制御—中央集中型制御方式の基礎実験 " 電力中研報告 電力_電73067 ('73)
- (3.5) 通信専門委員会: " サイクリック・デジタル情報伝送装置仕様基準 " 電気学会技術報告I部91号 ('69)
- (3.6) 足立, ほか: " サイクリックリダンダンシチェック (CRC) 方式の誤り検出能力シミュレーション " FUJITSU 21, 2 ('70)

第4章関係

- (4.1) M. J. Massaro, K. J. Springen: " Computer-Aided Design Optimization of FDM-FM Communication Systems " IEEE Trans. COM-17, 3 ('69)
- (4.2) 河合, 竹下: " 電力用マイクロ波回線における最適出力配分の一決定方法 " 電気学会誌 (研究開発ノート) 96-B6 ('76)
- (4.3) 森田: " 見通し内マイクロ波回線におけるレーレーフェージングの発生確率の推定 " 通研実用化報告 18, 9 ('69)
- (4.4) " 電力用マイクロ波回線無線装置信頼度向上に関する研究 " 電気協同研究 33, 1 ('77)
- (4.5) 黒川, 渋谷: " マイクロウェーブ伝搬解説 " コロナ社 ('61)
- (4.6) 柿田: " 電波伝搬 " 電気通信学会
- (4.7) 牧野, ほか: " 見通し内マイクロ波回線におけるスペースダイバーシチ方式 " 通研実用化報告 13, 8 ('64)

第5章関係

- (5.1) A. Vigants: " Number and Duration of Fades at 6 and 4 GHz " B.S.T.J. 50, 3 ('71)
- (5.2) 電力用電子装置信頼性研究委員会: " 電力用テレメータならびにスーパービジョン回線の信頼度について " 電力中研報告 電力_電69049 ('69)

付録(1) 用語一覧表

用 語	説 明
誤り率	対象とするものの全数に対する、誤って認識したものの数の割合。対象とするものがビットの場合にはビット誤り率、字の場合には誤字率、ブロックの場合にはブロック誤り率という。
誤り制御方式	データ伝送過程で発表した誤りの有無を検出し、誤りを訂正する方式の総称。
パリティ検査	2進符号の誤りを検出するため、余分のビットを付加して、“1”の数が常に奇数または偶数になるような符号構成として、2進符号の誤りを検出する方法。
ワード	ひとまとめとして伝送される情報の単位。
フレーム	同期ワードとこれに続くいくつかの情報ワードをひとまとめとしたもの。
連送照合	伝送するデータとこれと同じか“0”、“1”を反転したビットパターンを合わせてワードを構成して伝送することによりビット誤りの有無を検出する方法。
伝送効率	全送信ビット数に対する正しく受信される有効な情報ビット数の割合。
見逃し誤り率	全送信ワード数に対して、誤り制御によって誤りの検出あるいは訂正ができないワード数の割合。
バースト誤り	二つの隣接した誤りビットの間の正しいビットの数が、ある与えられた数よりすべて小さいような誤りビットの一群。
クラスク誤り	二つの正しいビットの間がすべてビット誤りであるビット誤り系列。
マイクロ波保護リレーシステム	送電線両端間の情報伝送手段としてマイクロ波通信回線を使用して、電力系統事故時に送電線を高速度にしゃ断して保護するシステム
基礎群帯域	周波数分割多重通信回線における60～108KHzの周波数帯域(48KHz)
スクランブル	入力データの“0”あるいは“1”の連続によってタイミング情報が失われることを防止するためおよび短い周期を持つデータパターンの繰返しによって生ずる単一周波数成分を抑圧して混変調を防止するために、入力データをランダム符号系列に変換する回路。受信側ではデスクランブラにより元のデータに変換される。
インパルス性雑音	連続性雑音以外の発生間隔、振幅共に不規則に発生する衝撃的な雑音。
教師なし学習法	パターン認識において、次々に観測されるパターンより得られる情報のみを用いて識別および分類を行なう方法。
C D T方式	(サイクリック・デジタルデータ伝送方式)電力系統運用・制御のため広く採用されているデータ伝送方式である。これはフレーム同期による時分割多重サイクリック・データ伝送方式で、パリティ検査と連送照合を組合せた誤り検出方式を採用している。
列挙法	組合せ最適化問題について、考える解の組合せをすべて比較検討することにより最適解を求める方法。
分枝限定法	組合せ問題の最適解を直接求めることが困難な場合に、比較的解き易い部分問題を繰返し解くことにより、全体の最適解を求める手法。分枝限定法の基本的な構成は、与えられた問題を分解していく分枝操作と、生成された部分問題のできるだけ多くを終端しようとする限定操作である。
伝搬設計	伝搬路に係る回線諸元のうち、クリアランス、反射波強度、ダイバーシチ効果等を考慮してアンテナ高やアンテナの種類、口径等および送信出力を決める作業である。

用 語	説 明
レイリーフェージング	電界強度の確率分布がレイリー分布で近似されるようなフェージングをいう。
瞬 断	受信信号のレベルが瞬時的に大幅に低下、または完全に断となる現象。瞬断が発生する時間率を瞬断率という。
故障率	システム、機器または部品が、ある期間故障なく動作した後、引続く単位時間内に故障を起す割合をいう。偶発故障期間中の故障率は時間的に一定である。
保 全	修理可能なシステム、機器または部品の信頼性を維持するために行う処置全般を指すが、保全性工学では故障修理、点検、補給等、個々の処置であって、その処置を受けている間、機器が動作できないような処置を意味する。
修復率	修理可能なシステム、機器または部品の保全が規定の条件で実施されるとき、一定時間内に保全を終了する確率をいう。
保全係数	修復率に対する故障率の比で、保全性工学では重要な指数である。
稼働率	修理可能なシステム、機器または部品がある特定の瞬間に機能を維持している確率で、次の式によって表わされる。 $\text{稼働率} = \frac{\text{動作可能時間}}{\text{動作可能時間} + \text{動作不可能時間}}$

付録(2) 記号一覧表

$P(X_n)$: 状態または離散変量より成る長さ n の時系列 X_n の発生確率	L_s : スケルチレベル
$P(X_n x_0)$: ある時点で状態または値が x_0 である時、これに続く時系列が X_n となる条件付確率	r_A : パラボラアンテナ半径
$P(m, n)$: 長さ n のビット系列を伝送した場合に、 m 個のビット誤りが発生する確率	G_T, G_R : 送信アンテナ, 受信アンテナの利得
P_i : マルコフ過程において系が状態 i にある確率	Γ_0 : 自由空間伝搬損失
P_{ij} : 状態 i から状態 j への遷移確率	d : 中継区間距離
$u(m) = P(0^m 1)$: 2つのビット誤りの間隔が m ビット以上ある確率。ここで、 0 は正しく伝送されるビット、 1 は誤りビットを表わす。	n_R : 中継区間数
$v(m) = P(0^m 1 1) = u(m) - u(m+1)$	f : 周波数
$c(m) = P(1^m 0)$: m 個以上のビット誤りが連続して発生する確率	Q_p : 伝搬路定数
$d(m) = c(m) - c(m+1)$	\bar{h} : 平均マイクロ波通路高
$w(m) = P(0^m 1)$	η_A : パラボラアンテナの開口能率
M_s : スケルチマージン	λ : 波長 (m)
	w : 送信機出力
	A_{SD} : スペースダイバーシタ受信方式による瞬断率改善度
	ρ_S : フェージングのスペース相関係数
	P_D^{SD} : スペースダイバーシタ受信方式を採用した場合の瞬断率

u_i : 第 i 中継区間でスペースダイバーシチ受信方式を採用

する必要あり ($u_i=1$), 必要なし ($u_i=0$)

P_{UD} : 見逃し誤り率

\bar{P}_{UD} : 見逃し誤り率の上限值

E : 伝送効率

r : 一様乱数 ($0 \leq r \leq 1$)

P : G B E C モデルにおける状態 G から状態 B への遷移確率

$Q = 1 - P$

P : G B E C モデルにおける状態 B から状態 G への遷移確率

$q = 1 - p$

m_G : 累積分布が Q^{m-1} に従う確率変数

F_k : C D T 方式のフレーム長 (ワード)

n_W : C D T 方式のワード長 (ビット)

P_e : ビット誤り率

P_R : レイリーフェージング発生確率

P_D : マイクロ波回線の瞬断率

λ : 故障率 ($1/H$)

μ : 修復率

ρ : 保全係数

付録(3) 利用した電子計算機システム

本報告書作成のために使用した電子計算機システムの構成図を付1図に示す。各装置の主な諸元は次の通りである。

(1) 中央処理装置

機 種 : ミニコンピュータ NOVA-MODEL 01

サイクル・タイム : $1.2 \mu s$

記憶容量 : 32 Kワード

乗除算および浮動小数点演算 : ソフトウェアによる

(2) タイプライタ

型 式 : カシオ 501 T (タイプewriter)

印字方式 : インクジェット方式

印字速度 : 33.33 字/s

(3) 紙テープ・リーダー

型 式 : R T R - 400 - T 1 (リコー電子工業社)

読取速度 : 400 字/s

(4) ディスプレイ装置

型 式 :

(5) 可動ヘッドディスク装置

型 式 : 4047 シリーズ (日本ミニコン)

記憶容量 : 1.2 Mワード

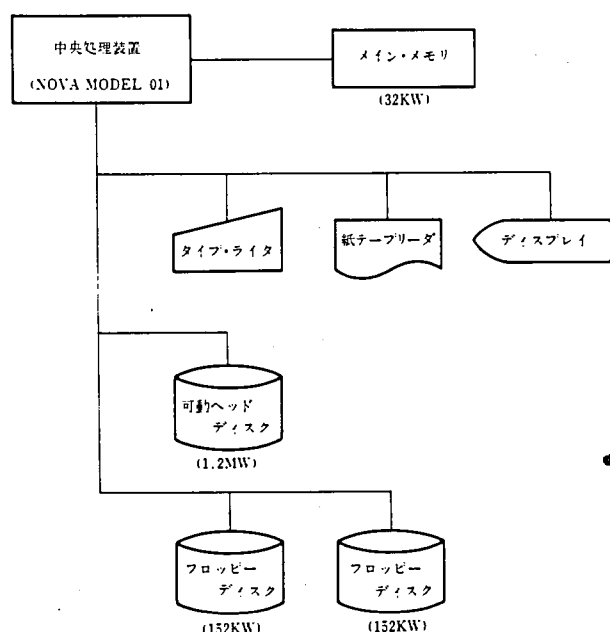
最大転送速度 : 約 1.4 Mbit/s

センター平均待ち時間 : 20 ms

(6) フロッピーディスク装置

型 式 : 5922 シリーズ (日本ミニコン)

記憶容量 : 154 Kワード



付1図 電子計算機システム構成図

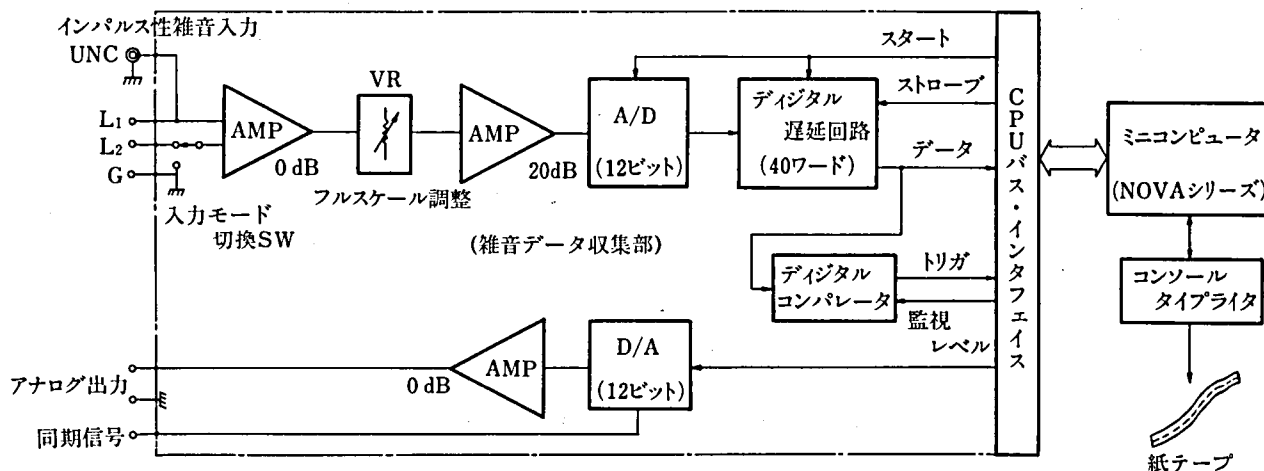
転送速度 : $64 \mu s/\text{ワード}$

回転待ち時間 : 平均 83.33 ms

付録(4) インパルス性雑音収集分析装置

電力用通信回線に発生するインパルス性雑音波形について調査する目的でインパルス性雑音収集分析装置を開発した^(2.5)ので、その概要について述べる。

本装置は一定レベル以上のピーク値を持つ雑音波形を紙テープに収録し、これらを“教師なし学習法”によって分類して各組の代表的な波形を求めるものである。装置は付4.1図のように雑音データ収集部とミニ・コンピュータで構成され、雑音データ収集部の主な仕様は付4.1表の通りである。



付4.1図 インパルス性雑音収集分析装置

付4.1表 雑音データ収集部の主な仕様

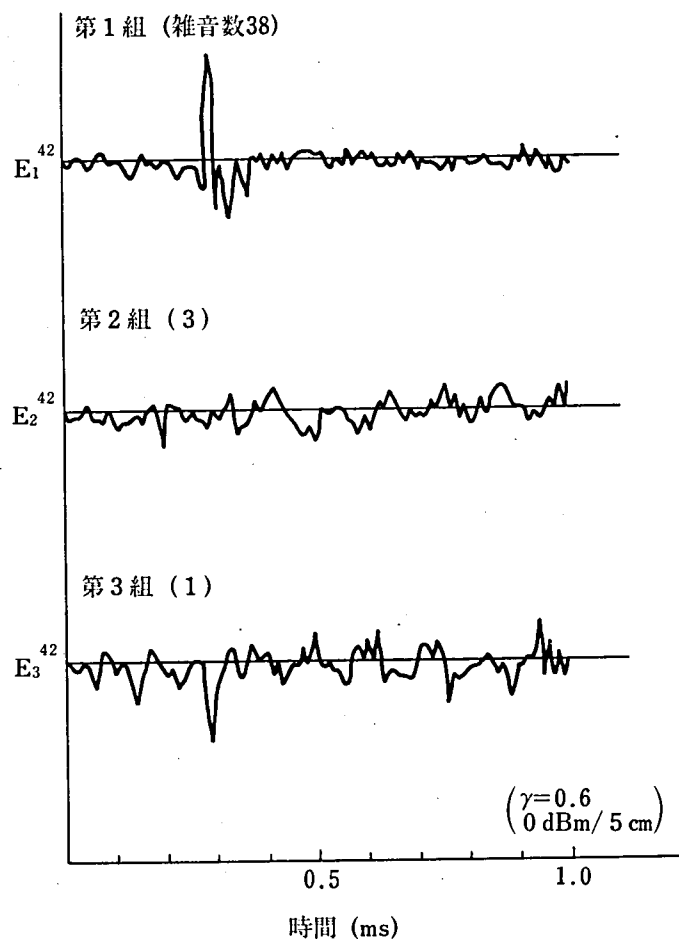
A/D変換器	フルスケール	0 d Bm (600Ω)
	入力インピーダンス	10 K Ω以上
	分解能	12ビット (peak to peak)
	変換時間	5 μs 以上
	ゼロオフセット	± 10 ⁻¹⁰ 以内
	ノイズ	-60 d Bm以下 (入力短絡)
コンパレータ	監視レベル	0 ~ 42 d Bm可変
D/A変換器	フルスケール	バイポーラ± 5 V
	分解能	12ビット (peak to peak)
	出力インピーダンス	15Ω
	サンプリング周期	1 ~ 255 μs 可変
遅延回路	遅延時間	A/D サンプリング間隔 × 40

付4.2表の2回線の空チャンネルを使用して試験を行なったが、本装置の動作は良好であった。これらの回線は東北電力(株)本店を受信端とするマイクロ波回線である。

これらの回線は非常に雑音が少なく、殆どが巾 $20\mu\text{s}$ 程度の単一パルス状の雑音であった。相関係数を 0.6 として雑音波形を分類した結果、3 組に別けられてそれぞれの組の代表波形が付 4.2 図のように得られた。

付 4.2 表 雑音試験回線

回 線	亘 長 (Km)	定常雑音 (d Bm)	基礎群帯域の利用			測 定 期 間
			C D T	電 話	未使用	
A	380	-36	1	9	1	52年7月28日13時 ~29日9時
B	250	-41	1	8	2	7月29日 10時~13時



付 4.2 図 代表雑音波形

付録(5) GBECモデルのパラメータ推定法

E. N. Gilbert は特定の誤りパターン発生確率よりパラメータ P , p , h が次式で求められることを示した。^(2.6)

$$\left. \begin{aligned} 1-p-q &= \frac{ac-b^2}{2ac-b(a+c)} \\ h &= 1-\frac{b}{q} \\ P &= \frac{ap}{1-h-a} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付5.1})$$

ここに,

$$\left. \begin{aligned} a &= P(1) \\ b &= P(11) \\ c &= \frac{P(111)}{P(101)+P(111)} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付5.2})$$

従って、総送信ビット数 Nb に対して $N(1)$, $N(11)$, $N(111)$ および $N(101)$ を計数することにより a , b , c が次式で求まるので、これを (付5.1) 式に代入することにより、GBECモデルのパラメータを定めることができる。ただし、 $N(11)$ は誤りビットパターン 11 の発生回数で他も同様である。

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{N(1)}{Nb} \\ b &= \frac{N(11)}{N(1)} \\ c &= \frac{N(111)}{N(101)+N(111)} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付5.3})$$

付録(6) GBECにおけるビット誤り特性の計算式

(1) ビット誤り率 P_e

$$P_e = (1-h) \frac{P}{P+p} \quad (\text{付6.1})$$

(2) ビット誤りが発生したとき、以後 m ビット連続してビット誤りが発生しない確率 $u(m)$ ^(2.6)

$$u(m) = P(0^m | 1) = \frac{(J+p-Q)J^m - (L+p-Q)L^m}{J-L} \quad (\text{付6.2})$$

ここに,

$$\left. \begin{aligned} 2J &= Q + hq + \sqrt{(Q+hq)^2 + 4h(p-Q)} \\ 2L &= Q + hq + \sqrt{(Q+hq)^2 + 4h(p-Q)} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付6.3})$$

この確率により、ビット誤り発生間隔が m ビットとなる確率 $v(m)$ は次式で与えられる。

$$v(m) = P(0^m 1 | 1) = u(m) - u(m+1) \quad (\text{付6.4})$$

(3) n ビット長のデータブロックにビット誤りが含まれない確率 $P(0, n)$ ^(2.15)

$$P(0, n) = \frac{1}{(p+P)(J-L)} \{ (p+P)(L^{n+1} - J^{n+1}) - (Q-P)(hp+P)(L^n - J^n) \} \quad (\text{付6.5})$$

(4) バースト誤りの平均長 ABL (Average Burst Error Length) ^(2.16)

$$ABL = 1 + \sum_{b=1}^{\ell} b \frac{v(b-1)}{u(\ell)} \quad (\text{付6.6})$$

付録(7) GBECのクラスタ誤り分布

クラスタ誤り分布はビット誤りの発生が状態Bにおいてのみであるので(付6.2)式のビット誤り発生間隔分布より容易に求まる。
m ビット長以上のクラスタ誤り累積発生確率 $c(m)$ は次のように書ける。ただし、 P_G 、 P_B はそれぞれ任意の時刻で GBEC が状態 G、B にある確率である。

$$\begin{aligned} c(m) &= P(1^m | 0) \\ &= hP(1^m | B)P_B + P(1^m | G)P_G \end{aligned} \quad (\text{付7.1})$$

第2.9図より次の諸関係を得る。

$$\left. \begin{aligned} P(1^m | B) &= q^m (1-h)^m \\ P(1^m | G) &= P q^{m-1} (1-h)^m \end{aligned} \right\} \quad (\text{付7.2})$$

(付7.2)式を(付7.1)式に代入して整理すると次式が得られる。

$$c(m) = \frac{P}{(P+p)q} (qh+p) \{ q(1-h) \}^m \quad (\text{付7.3})$$

この式より、クラスタ誤りの平均長 ACL (Average Cluster Error Length) が次のように求められる。

$$ACL = \frac{P(qh+P)}{q(P+p)(qh+p)} \quad (\text{付7.4})$$

付録(8) 稼働率の計算法

信頼度と保全度がいずれも指数分布で表わされる n 個の装置で構成されるシステムの稼働率の計算法について述べる。

時刻 t で正常であった装置が微小時間 Δt 後に故障となる確率を故障率という。また、時刻 t で故障していた装置が微小時間 Δt 後に機能を回復する確率を修復率という。構成装置の故障率および修復率が動作時間に無関係に一定の値をとりそれぞれ λ 、 μ となるものとする。この装置の信頼度 $R(t)$ と保全度 $M(t)$ は定義により次のように与えられる。

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (\text{付8.1})$$

$$M(t) = 1 - e^{-\mu t} \quad (\text{付8.2})$$

平均故障間隔 (MTBF: Mean Time Between Failure) および平均修復時間 (MTTR: Mean Time To Repair) をそれぞれ \bar{R} 、 \bar{M} とする次式が成立する。即ち、単一システムの MTBF と MTTR はそれぞれ故障率と修復率の逆数となる。

$$\bar{R} = \int_0^{\infty} R(t) dt = \int_0^{\infty} e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda} \quad (\text{付8.3})$$

$$\bar{M} = \int_0^{\infty} \{1 - M(t)\} dt = \int_0^{\infty} e^{-\mu t} dt = \frac{1}{\mu} \quad (\text{付8.4})$$

構成装置の状態は故障か正常のどちらかであるとすればシステムの状態としては 2^n 通りである。構成装置の故障率および修復率が一定であればシステムの状態変化はマルコフ過程と考えることができる。状態が $0, 1, \dots, N$ のマルコフ過程で、 t 時点に状態 i にある確率を $p_i(t)$ とし、状態 i から状態 j への遷移確率を p_{ij} とする。システムの初期分布 $P(0) = (p_0(0), p_1(0), p_2(0), \dots, p_N(0))$ を次のようにおく。すなわち、状態 0 はすべての装置が正常である状態に対応させ、時刻 $t=0$ において、システムは状態 0 にあるものとする。

$$P(0) = (1, 0, 0, \dots, 0) \quad (\text{付8.5})$$

このとき、 $p_i(t)$ のラプラス変換 $P_i(s)$ は次式で与えられる。

$$P_i(s) = \frac{(-1)^i |(sI - A)_{0i}^t|}{|(sI - A)^t|} \quad (\text{付8.6})$$

ここに、

$$A = \begin{bmatrix} p_{00}-1 & p_{01} & \dots & p_{0N} \\ p_{10} & p_{11}-1 & \dots & p_{1N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{N0} & p_{N1} & \dots & p_{NN}-1 \end{bmatrix} \quad (\text{付8.7})$$

ただし、 I は n 行 n 列の単位行列で、 $(sI - A)_{0i}^t$ は行列 $(sI - A)$ の i 行 0 列を除いた行列の転置行列である。

(付8.6)式を逆ラプラス変換して $p_i(t)$ を求めればシステムの瞬時稼働率 $A(t)$ は(付8.8)式で与えられる。ただし、 G はシステムとして正常に動作する状態の集合である。

$$A(t) = \sum_{i \in G} p_i(t) \quad (\text{付8.8})$$

(付8.6)式より $p_i(t)$ を求めることは一般に相当はん雑である。本章では定常稼働率のみを問題にするので、 $p_i(t)$ の定常解 $p_i(\infty)$ を求めれば十分である。(付8.6)式に対してラプラス変換の最終値定理を適用すると次式を得る。

$$p_i(\infty) = \frac{(-1)^i |A_{0i}^t|}{\sum_{i=0}^N (-1)^i |A_{0i}^t|} \quad (\text{付8.9})$$

Cramerの公式によると、(付8.9)式は次の連立一次方程式の解を示している。

$$\left. \begin{aligned} p_0(\infty) + p_1(\infty) + \dots + p_N(\infty) &= 1 \\ a_{01}p_0(\infty) + a_{11}p_1(\infty) + \dots + a_{N1}(\infty) &= 0 \\ a_{02}p_0(\infty) + a_{12}p_1(\infty) + \dots + a_{N2}(\infty) &= 0 \\ \vdots & \\ a_{0N}p_0(\infty) + a_{1N}p_1(\infty) + \dots + a_{NN}p_N(\infty) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{付8.10})$$

この連立一次方程式を平衡状態方程式と呼ぶ。従って、稼働率 A は平衡状態方程式を解くことにより次式で与えられるこ

となる。以後では簡単のため $p_i(\infty)$ を単に p_i と書くことにする。

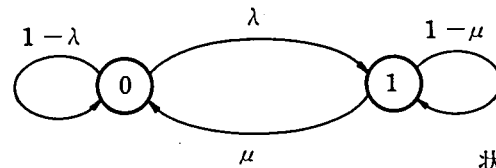
$$A = \sum_i p_i(\infty) = \sum_i p_i \quad (\text{付8.11})$$

構成装置が1台だけの最も簡単なシステムを単一システムと呼ぶことにする。信頼度と保全度がそれぞれ(付8.1)，(付8.2)式で与えられる単一システムの稼働率を求める。付8.1図に示した単一システムの状態遷移図から平衡状態方程式は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} p_0 + p_1 &= 1 \\ \lambda p_0 - \mu p_1 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{付8.12})$$

この方程式を解くと次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} p_0 &= \frac{\mu}{\lambda + \mu} \\ p_1 &= \frac{\lambda}{\lambda + \mu} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付8.13})$$



状態0：システム正常
状態1：システム故障

付8.1図 単一システムの状態遷移図

従って、単一システムの稼働率は次のようになる。

$$A = p_0 = \frac{1}{1 + \rho} \quad (\text{付8.14})$$

ここに、 $\rho = \lambda/\mu$

(付8.15)

(付8.15)式で定義される ρ は保全性工学において重要な指数で保全係数と呼ばれている。

複雑なシステムの稼働率も単一システムの場合と同様にして求めることができるが、2ルート・マイクロ波回線のように構成装置の数が大きくなるとシステムの状態数が大きくなり平衡状態方程式を解くことが困難となる。

ここで直列システムのMTBFとMTTRを求めておく。直列システムとはどの構成装置が故障してもシステムの故障となるものである。装置の数をNとし、そのおのおのは一定の故障率 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ をもち、どの1台が故障しても直ちに保全作業が行なわれ、修復率は $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_N$ であるとする。直列システムの信頼度 $R_s(t)$ は次式で与えられる。すなわち、このシステムの故障率 λ_s は構成装置の和となる。

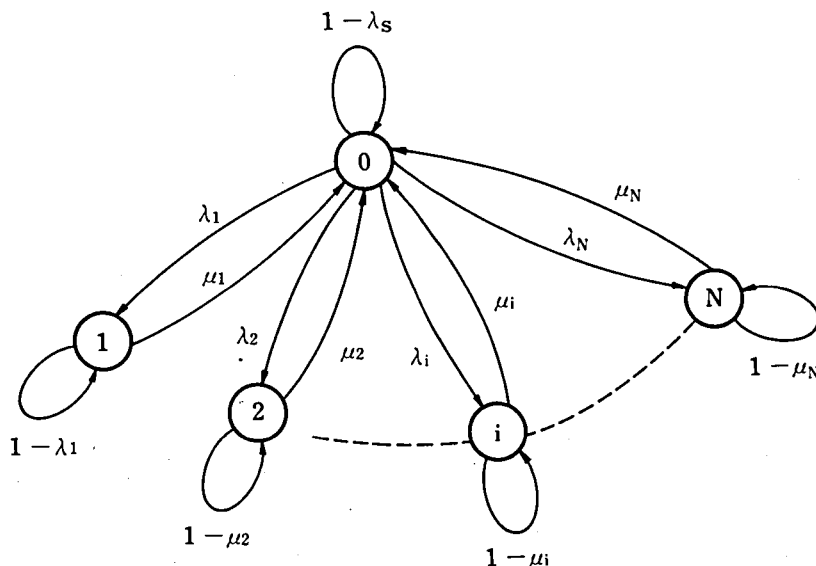
$$R_s(t) = \prod_{i=1}^N e^{-\lambda_i t} = e^{-\lambda_s t} \quad (\text{付8.16})$$

ここに、

$$\lambda_s = \sum_{i=1}^N \lambda_i \quad (\text{付8.17})$$

次に直列システムに対する等価的な修復率 μ_s を求める。装置の故障率が修復率に比べて十分小さく、システム内の装

置が同時に2台以上故障状態にある確率は無視できるものとするれば、直列システムの状態遷移図は付8.2図のように書ける。図において、状態0はシステム正常状態、状態 i ($i = 1, 2, \dots, N$)は第 i 装置のみが故障している状態を表わす。



付8.2図 直列システムの状態遷移図

このシステムでは、故障が発生するのは状態0のときに限られている。(付8.3)，(付8.16)式より、このシステムが定常状態において状態0にある確率は $1/\lambda_s$ であることを考慮すると、直列システムのMTTR \bar{M}_s は次式で与えられる。

$$\bar{M}_s = \sum_{i=1}^N \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{\lambda_s} \right) \lambda_i e^{-\mu_i t} dt = \left(\frac{1}{\lambda_s} \right) \sum_{i=1}^N \rho_i \quad (\text{付8.18})$$

ここに、

$$\rho_i = \frac{\lambda_i}{\mu_i} \quad (\text{付8.19})$$

従って、(付8.4)，(付8.18)式より直列システムの修復率は次式で与えられる。

$$\mu_s = \frac{1}{\bar{M}_s} = \frac{\lambda_s}{\sum_{i=1}^N \rho_i} \quad (\text{付8.20})$$

付録(9) 著者の関連した文献

第2章関係

- (1) 河合，小暮：“電力用無線回線における符号誤りの解析”電力中研報告 電力-71025 (’71)
- (2) 小暮，岩崎，河合：“電力用通信回線の広帯域データ伝送品質とその誤り特性”電気学会 電力技術研資ET-73-12 (’73)
- (3) 河合：“マイクロ波回線におけるデジタル情報の信頼度—サイクリック・デジタル情報伝送方式の見逃し誤り

率の理論的解析”電力中研報告 電力一Ⓐ73012 (’73)

- (4) 河合, 滝川: “電力用マイクロ波回線におけるインパルス性雑音の検討”電力中研報告 電力一Ⓐ178017 (’78)

第3章関係

- (5) 通信専門委員会: “サイクリック・ディジタル情報伝送装置仕様基準”電気学会技術報告 I部, 91 (特別参加) (’70)
- (6) 河合, 金丸, 滝川, 水田: “モンテ・カルロシミュレーションによる符号伝送系の符号誤り率と伝送効率の検討”電力中研報告 電力一Ⓐ69090 (’70)
- (7) 河合: “バースト誤り回線を用いるサイクリック・ディジタル情報伝送方式の性能”電気学会 電力技術研資ET-73-16 (’73)

第4章関係

- (8) 河合, 竹下: “電力用マイクロ波回線における最適出力配分の一決定方法”電気学会論文誌(研究開発ノート) 96-B6 (’76)
- (9) 電力用マイクロ波無線装置信頼度向上専委員会(電気協同研究会主催): “電力用マイクロ波無線信頼度向上に関する研究”(委員として参加) (’76)
- (10) 河合: “分枝限定法による電力用マイクロ波回線の最適伝搬設計手法”電気学会論文誌 52-B79 (’78)

第5章関係

- (11) 電力用電子技術懇会(電力中研主催): “自動給電システムと情報伝送システムとの協調について”電力中研業務資料 電力一Ⓐ71006 (’71)
- (12) 河合, 竹下: “フェージングによる瞬断を考慮した2ルート構成マイクロ波回線の信頼度予測法”電力中研報告 電力一Ⓐ72034 (’72)

ネットワーク・フロー法

- (13) T. Okada, Y. Kawai: “On the Iteration Method for the Optimal Transmission System Planning” Memoirs of the Faculty of Eng., Kyoto Univ. XXXI, 3 P345 (’69)
- (14) 岡田, 河合: “階段状費用特性をもつ電力系線の拡充計画の計算手法”電気学会誌 90, 8 PP1602 (’70)
- (15) 河合: “ネットワーク・フロー法による関西電力無線回線網計画の検討”電力中研報告 電力一Ⓐ70522 (’70)
- (16) 河合: “電力用情報伝送システムの電気回路モデル”電力中研報告 電力一Ⓐ71101 (’72)

コンピュータ・ネットワーク関係

- (17) 水田, 河合, ほか: “電力用情報伝送網における情報フロー制御の一実験”電気学会 電力技研資ET-73-27 (’73)
- (18) 滝川, 河合, ほか: “データ伝送回線とコンピュータとの結合方式(その2)ーサイクリック・ディジタル情報伝送装置への適用”電力中研報告 電力一Ⓐ74026 (’74)

- (19) 河合：電力用データ交換システムのための記憶装置の最適ファイルの最適配置法”電力中研報告 電力一Ⓐ74118
('75)
- (20) 河合, 滝川, 小暮：”ミニ・コンピュータを用いた電力用データ交換装置のオペレーティング・システム”電力中
研報告 電力一Ⓐ175078 ('76)
- (21) 小暮, 岩崎, 河合, 土森：”自動給電用オンライン情報のフロー制御”電気学会 電力技研資PE-76-6 ('76)
- (22) 滝川, 河合：”多重ループ交換方式のためのバケット通信用マイクロ・プロセサ”電気学会 電力技研資PE-78
-8 ('78)

光ファイバ通信関係

- (23) 滝川, 竹下, 河合, ほか：”インパルス性強電磁界の光ファイバ伝送特性に及ぼす影響”電力中研報告 電力一
Ⓐ17677 ('77)
- (24) 河合：”電力用光ファイバ通信回線の構成手法(その2)一多中継回線における伝送損失の最適配分”電力中研報
告 電力一Ⓐ176048 ('77)